

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAITRISE EN GÉNIE ELECTRIQUE
M. ING.

PAR
SLAVEN KINCIC

ONDULEUR A NIVEAUX MULTIPLES ET SON APPLICATION EN
COMPENSATION DE LA PUISSANCE REACTIVE

MONTREAL, MAI 2000

© droits réservés de Slaven Kincic

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

- M. Ambrish Chandra, professeur-tuteur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M. Pierre Jean Lagace, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M Vijay Sood, chercheur
Institut de recherche d'Hydro-Québec (IREQ)

IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT CE JURY ET UN PUBLIC

LE 16 MAI 2000

A L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ONDULEUR A NIVEAUX MULTIPLES ET SON APPLICATION EN COMPENSATION DE LA PUISSANCE RÉACTIVE

Slaven Kincic

(Sommaire)

Deux algorithmes pour la compensation de la puissance réactive sont présentés. Les deux sont fondés sur le contrôle de la tension à la sortie d'onduleur, et sur la commande à fréquence fondamentale. Les deux algorithmes démontrent que la compensation de la puissance réactive est effectuée en contrôlant l'échange de puissance active entre le réseau et le côté CC d'onduleur. Ils sont validés par la simulation. Le "Power System Blockset", et le "Simulink" sont utilisés pour les simulations. De plus, un prototype de convertisseur à cinq niveaux est développé et appliqué en tant que compensateur statique des VAR. Les IGBT de quatrième génération sont utilisés comme les interrupteurs. Le circuit de contrôle est basé sur le DSP TMS320C31. Les résultats pratiques et les résultats de simulation sont présentés.

MULTI-LEVEL INVERTER AND ITS APPLICATION IN REACTIVE POWER COMPENSATION

Slaven Kincic

(Abstract)

Two algorithms for reactive power compensation using inverter circuit are presented. Both algorithms are based on the voltage control and fundamental frequency switching strategy (FFM). Both algorithm shows that reactive power control is managed by controlling active power flow between inverter circuit and the AC system. The algorithms are validated by means of simulation. The “Power System Blockset” and “Simulink” toolboxes of “Matlab” are used to perform simulations. Moreover, one five-level inverter is developed and applied as Static VAR Compensator. The IGBT’s of fourth generation are used as switching devices. The control circuit based on one DSP TMS320C31. The practical results and results of simulation are presented.

TABLE DES MATIERS

SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT	ii
TABLE DES MATIERS	iii
LISTE DES TABLEAUX	vi
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : Compensation de la puissance réactive – shunt	4
1.1 Introduction	4
1.2 Bénéfices de la compensation shunt	5
1.2.1 Correction du facteur de puissance	5
1.2.2 Contrôle de la tension	7
1.3 Batterie des condensateurs	12
1.4 Compensateur statique shunt - SVC	13
1.4.1 TSC – capaciteur branché par thyristor	15
1.4.2 TCR – reactor contrôlé par thyristor	17
1.5 ASVC – compensateur statique avancé	19
1.6 Conclusion	26
CHAPITRE 2 : Onduleur à niveaux multiples-topologie « calé par diodes »	27
2.1 Introduction	27
2.2 Convertisseur CC/CA – structure de base	28
2.3 Convertisseur à niveaux multiples – topologie « calé par diodes »	31
2.3.1 Convertisseur à trois niveaux	31
2.3.2 Convertisseur à cinq niveaux	35

2.4 Débalancement de la tension du côté CC	40
2.5 Loi de commande	44
2.5.1 Commande à fréquence fondamentale	49
2.5.2 Élimination sélective des harmoniques (SHEM)	52
2.5.3 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)	53
2.6 Optimisation de formes d'ondes (Analyse harmonique)	54
2.7 Avantages et désavantages d'un onduleur à niveaux multiples	65
2.8 Conclusion	66
CHAPITRE 3: Implantation d'un onduleur à niveaux multiples	67
3.1 Introduction	67
3.2 Montage en blocs du compensateur	67
3.3 Circuit de puissance	68
3.3.1 Choix des interrupteurs	70
3.3.2 Circuit d'aide à la commutation	73
3.3.3 Circuit d'aide à l'ouverture	73
3.4 Circuit d'attaque de gâchette	76
3.5 Circuit de conditionnement de la tension AC	77
3.6 Circuit de contrôle d'onduleur	84
3.6.1 Entrée – sortie digitale	86
3.6.2 Entrée – sortie analogue	91
3.7 Commande d'onduleur	94
3.8 Schéma détaillé du convertisseur	97
3.9 Conclusion	98
CHAPITRE 4: Commande du compensateur :	
résultats de la simulation et résultats expérimentaux	99
4.1 Introduction	99

4.2 Commande en boucle fermée	100
4.3 Résultats de la simulation	106
4.3.1 Commande en boucle ouverte	107
4.3.2 Commande en boucle fermée	110
4.4 Résultats expérimentaux	111
4.5 Conclusion	118
CONCLUSION	119
RECOMMANDATIONS	121
RÉFÉRENCES	122
ANNEXES	
A: Le programme de commande du compensateur	125
B: Lectures d'instrument	130
C : Les fichier des simulations fait avec Power System Blockset.....	139

LISTE DES TABLAUX

2.1	Contenu des harmoniques dans la tension de phase et dans la tension de ligne par rapport au fondamentale	60
2.2	Contenu des harmoniques dans la tension de phase et dans la tension de ligne par rapport au fondamentale	60

LISTE DES FIGURES

	Page
1.1 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission avec la source et la charge. (b) Diagramme vectoriel du courant et de la tension pour 1.1-a	6
1.2 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission qui est compensée shunt. (b) Diagramme vectoriel du courant et de la tension pour 1.2-a	6
1.3 Tension de la ligne de transmission en fonction de la puissance transmise et du facteur de puissance	7
1.4 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission compensée shunt (b) Diagramme vectoriel pour 1.4-a	8
1.5 (a) Représentation du réseau compris entre deux bornes par le circuit équivalent de Thévenin. (b) V-I caractéristique statique du compensateur	9
1.6 V-I caractéristique d'un compensateur en fonction de son impédance	10
1.7 Circuit équivalent de deux machines synchrones avec la ligne de transmission entre eux	11
1.8 Puissance transmise par la ligne versus l'angle de transmission	12
1.9 (a) Diagramme unifilaire d'un TCR-TSC. (b) avec sa caractéristique statique	14
1.10 Diagramme unifilaire d'un TCR-FC	14
1.11 Formes d'ondes d'un TSC (a) sans « transiant », (b) avec « transiant »	15
1.12 Connexion en triangle d'un TSC avec les inductances de syntonisation	17
1.13 (a) Diagramme unifilaire d'un TCR. (b) Formes d'ondes de la tension et du courant en fonction d'amorçage du thyristor	18

1.14	Diagramme bloc d'un ASVC	19
1.15	Structure générale d'un onduleur triphasé	20
1.16	Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC idéal (a) en mode capacitif (b) neutre, (c) inductif	21
1.17	Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC réel (a) en mode capacitif, (b) en mode inductif	22
1.18	Caractéristique statique d'un ASVC	25
2.1	(a) Un bras d'un convertisseur. (b) Formes d'ondes à la sortie du convertisseur	30
2.2	Formes d'ondes de la tension et du courant à la sortie d'un convertisseur (a) fonctionnement en mode redresseur, (b) en mode onduleur, (c) en mode capacitif, (d) en mode inductif	31
2.3	Un bras de convertisseur à trois niveaux de la topologie « calée par diodes » ...	32
2.4	Forme d'onde de la tension de phase à trois niveaux	33
2.5	Distribution du courant dans un convertisseur à trois niveaux (a) courant capacitif, (b) courant inductif	34
2.6	Un bras de convertisseur à cinq niveaux de la topologie « calée par diodes »	35
2.7	Commutation du courant dans une phase du convertisseur à cinq niveaux – le cas d'un courant capacitif	38
2.8	Commutation du courant dans une phase du convertisseur à cinq niveaux – le cas d'un courant inductif	39
2.9	Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant et la tension à la sortie du convertisseur sont déphasé 180 degrés	44
2.10	Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant et la tension à la sortie du convertisseur sont en phase	45
2.11	Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant capacitif	46

2.12	Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant inductif	47
2.13	Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant purement capacitif	48
2.14	Tension de phase	50
2.15	Tension de ligne	50
2.16	Tension à la sortie d'un convertisseur à cinq niveaux	51
2.17	Loi de commande	52
2.18	Tension de sortie onduleur (SHEM)	52
2.19	Formes d'ondes des porteuses et des signaux de commande pour les deux stratégies MLI	53
2.20	Formes d'ondes à N niveaux	54
2.21	Formes d'ondes des tensions de phase et de la tension de ligne	59
2.22	Spectre harmoniques de la tension de phase	60
2.23	Spectre harmoniques de la tension de ligne	61
2.24	Formes d'ondes des tensions de phase et de la tension de ligne	62
2.25	Spectre harmoniques de la tension de phase	63
2.26	Spectre harmoniques de la tension de ligne	64
3.1	Schéma synoptique d'un compensateur	68
3.2	Circuit de puissance d'un onduleur à cinq niveaux de la topologie « calée par diodes »	69
3.3	Courbes de commutation du courant et de la tension dans un IGBT	71
3.4	Circuit d'attaque de gâchette d'un IGBT	76
3.5	Circuit de conditionnement de tension	77

3.6	Amplificateur opérationnel en configuration non-inversante	79
3.7	Filtre passe-bande	80
3.8	Circuit pour détection de passage par zéro	83
3.9	Interface extérieur du système MX31	84
3.10	Panneau avec les connecteurs d'un système MX31	85
3.11	Attribution de broches pour le connecteur « entrée-sortie digitale »	87
3.12	Une combinaison de bits	
3.13	Attribution des bits pour le porte A	89
3.14	Une combinaison de bits	
3.15	Attribution de broches pour les connecteurs AUX1-5	93
3.16	Tension à cinq niveaux	95
3.17	Schéma détaillé d'un bras du convertisseur	97
4.1	Schéma équivalent du réseau et du compensateur	101
4.2	Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC – changement de mode capacitif en mode inductif	102
4.3	Diagramme block du compensateur	104
4.4	Calcul de la tension V_{CCref}	106
4.5	Diagramme block du compensateur en boucle ouvert	107
4.6	Formes d'ondes des courants et des tensions du compensateur et du réseau – résultats de la simulation en boucle ouverte	108
4.7	Tensions et courants de la source et du compensateur avant et après la compensation	109
4.8	Réponse dynamique du compensateur	110
4.9	Réponse dynamique du compensateur	111

4.10	Tension de phase du compensateur	112
4.11	Spectre harmoniques de la tension de phase de la figure 4.10	112
4.12	Tension de phase du compensateur	113
4.13	Spectre harmoniques de la tension de phase de la figure 4.12	113
4.14	Trois tensions de phase produites par l'onduleur	114
4.15	« Zoom » de la figure 4.14	114
4.16	Tension de ligne	114
4.17	Tension de phase synchronisée avec tension du réseaux	114
4.18	Tension et courant de la source avant la compensation	115
4.19	Courants et les tensions de la source et du compensateur après la compensation d'une R-L charge	116
4.20	Courants et les tensions de la source et du compensateur après la compensation d'une L charge	117

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

MLI (PWM)	Modulation par largeur d'impulsion
ASVC	Compensateur statique avancé
IGBT	« Insolated Gate Bipolar Traansistor »
GTO	« Gate turn-off Thyristor »
STATCOM	« Static Synchronous Compensator »
SVG	« Static VAr Generator or Absorber »
TSC	« Thyristor Switched Capacitor »
TCR	« Thyristor Controlled Reactor »
FFM	Contrôle à fréquence fondamentale
DTH	Distorsion totale dans les harmoniques
PSN(DSP)	Processeur de signal numérique
Q	Facteur de qualité
B	Largeur de bande
CC	Signal continu
CA	Signal alternatif
A_K	Coefficient de Fourier
V_C	Tension aux bornes d'un condensateur
V_{svc}	Tension aux bornes d'un compensateur
T	Transistor
DC	Diode de calage
D	Diode
F	Fréquence
ω	Fréquence tournant
Z	Impédance

Z_C	Impédance d'une charge
Y	Admittance
C	Capacitance
L	Inductance
jX	Réactance
V	Tension
Z_{TH}	Impédance de Thévenin
V_{TH}	Tension de Thévenin
I_R	Composante active du courant
I_X	Composante réactive du courant
P	Puissance active
$\cos\varphi$	Facteur de puissance
V_m	Valeur crête d'une tension
I_m	Valeur crête d'un courant
δ	Angle de puissance
α	Angle d'amorçage d'un transistor
β	Angle de conduction d'un thyristor

INTRODUCTION

La consommation d'énergie électrique est en hausse progressive et cette tendance se poursuivra dans l'avenir. De plus, on vit dans l'ère de l'électronique et de l'informatique, et toutes les charges électroniques sont très sensibles aux fluctuations de son alimentation. Une perte d'alimentation de durée d'un cycle est suffisante pour engendrer des pertes énormes. Elle peut causer même l'interruption des différents processus de productions. Si cette durée est plus longue, certains consommateurs seront obligés d'introduire leur propres sources d'énergie. Des exemples sont nombreux. Il suffit de penser aux hôpitaux. Nous sommes devenus dépendants de l'énergie électrique.

Les consommateurs deviennent de plus en plus exigeants et en même temps ils sont plus vulnérables. Ils veulent plus d'énergie électrique, et de meilleure qualité. Pour assurer la qualité, des standards sont imposés et bien définies; les plus importants sont reliés à la tension et à la fréquence. La tension doit être entre des limites qui sont habituellement de plus ou moins 5 % de sa valeur nominale pendant une certaine période de temps, et la fréquence, elle de plus ou moins 0.1 Hz de sa valeur nominale.

Étant un système dynamique, le système électrique ne facilite pas le respect de ces standards. Différentes charges sont branchées et débranchées à différents moments, et cela introduit des différents niveaux de stress au réseau. De nombreuses charges industrielles sont nonlineaires (donc, elles ont un comportement de génératrice des harmoniques). De plus, le système électrique est soumis aux caprices de la nature.

Tout cela nous amène à deux exigences principales: quantité et qualité. Il ne suffit pas de produire l'énergie électrique. Son transfert entre la centrale où elle est produite et les consommateurs qui l'utilisent est également important. Il arrive souvent que des centrales de production soient très éloignées des endroits de consommation. La charge varie tout dépendant de la saison et de la partie de jour, et avec elle la tension varie aussi. Les longues lignes, chargées légèrement, ont un problème de surtension, mais par contre, si elles sont surcharge la tension a tendance à baisser au-dessous de la limite acceptable. Donc, il faut contrôler la tension et la stabiliser. D'autre part, le comportement de charge ne facilite pas cette tâche. La plupart des charges ont tendance à introduire le déphasage entre la tension et le courant, et ce déphasage empêche le transport de la puissance active qui est indispensable pour son fonctionnement.

Les connotations sont claires. La capacité de réseau de transport est affaiblie et, il faut savoir que, pour garder la stabilité de système, toutes les lignes de transport opèrent déjà au-dessous de leur limite thermique. Pour remédier à ce problème il n'y a que deux solutions possibles: d'ajouter des nouvelles lignes de transport ou bien, augmenter l'utilisation de capacité déjà installée. Il coûte cher d'ajouter des nouvelles lignes et parfois c'est impossible. Par contre, il est faisable et moins coûteux d'augmenter l'utilisation de la capacité déjà existante. Cela demande l'installation de nouveaux équipements. La manière conventionnelle de faire face à ce problème est l'installation de compensateurs séries et de compensateurs shunts. Les premiers sont un banc de condensateurs installés en série avec la ligne de transport dont le rôle est de diminuer l'impédance totale de la ligne en permettant l'augmentation de sa capacité de transport de puissance active. Les deuxièmes sont, en général, des condensateurs et des inductances connectés en parallèle avec le système de transport et ils contrôlent, soit l'échange de puissance réactive entre la charge et la source, soit la tension de la ligne. Leur désavantage principal est leur impossibilité à répondre rapidement aux changements. Le temps de réponse est habituellement quelques cycles de changement de la tension alternative, et de plus, ils sont connectés au réseau via les disjoncteurs qui

introduisent leur propre bruit. Simplement, les compensateurs classiques ne sont pas capables de réagir rapidement et de répondre effectivement aux phénomènes transitoires dans le système électro-énergétique.

Une évolution d'interrupteurs à la base de semi-conducteur a permis un meilleur contrôle d'écoulement de la puissance et du système électrique entier. Depuis une vingtaine d'années, de nombreux semi-conducteurs ont été développés, et grâce à eux l'électronique de puissance a pris du pouvoir. Les systèmes basés sur eux peuvent contrôler l'impédance en série, l'impédance shunt, la tension, le courant et l'angle de déphasage. De plus, ils peuvent répondre rapidement à tous les phénomènes transitoires. Tout cela permet une meilleure exploitation de la capacité des lignes de transport qui sont déjà installées. Un nouveau terme est forgé [8] - FACTS (Flexible AC Transmission Systems), un nouveau concept est mis sur pied et une nouvelle avenue est ouverte. Ce mémoire représente une contribution modeste dans cette direction.

Le mémoire est divisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre les besoins et les bénéfices de la compensation shunt de la puissance réactive sont expliqués. Une revue brève des différentes techniques traditionnelles de la compensation shunt est donnée. A la fin de ce chapitre, le fonctionnement d'un compensateur statique, basé entièrement sur un convertisseur source de tension, est expliqué en détail. Le deuxième chapitre est consacré à la description d'un convertisseur à niveaux multiples de la topologie « calé par diodes ». Les particularités d'implantation d'un onduleur à cinq niveaux sont données dans le troisième chapitre. Finalement, dans le quatrième chapitre, deux algorithmes pour la compensation de la puissance réactive sont proposés et validés par le moyen des simulations. Les résultats expérimentaux sont présentés et comparés avec ceux obtenus théoriquement et à l'aide de la simulation. A la fin de ce rapport, les conclusions sont tirées et des recommandations sont données.

CHAPITRE 1

COMPENSATION DE LA PUISSANCE REACTIVE - SHUNT

1.1 Introduction

La compensation de la puissance réactive est une pratique établie et reconnue en gestion d'un système électrique. La compensation de la puissance réactive comprend la production et la consommation contrôlées des Vars. Les objectifs de la compensation de puissance réactive sont:

1. correction du facteur de puissance,
2. contrôle de la tension à travers des lignes,
3. balancement de la charge,
4. augmentation de la stabilité du système,
5. augmentation de la capacité des lignes de transmission.

Dans ce chapitre l'importance de la correction du facteur de puissance est démontrée et une revue des différentes techniques, traditionnelles comme nouvelles, de la compensation shunt de puissance réactive est présentée.

1.2 Bénéfices de la compensation shunt

1.2.1 Correction du facteur de puissance

La plupart de charges sont de nature inductive et ont besoin d'une certaine quantité de puissance réactive. Cette quantité est déterminée par le facteur de puissance de la charge. A la figure 1.1-a on peut voir le circuit équivalent d'une ligne de transmission avec une source V_1 , son impédance jX et une charge d'impédance Z . Si la charge est de nature inductive, le courant I_1 qui traverse la charge sera en arrière par rapport à la tension V_2 aux bornes de la charge Z . Ce courant comprend deux composantes: la composante active I_R qui est en phase avec la tension V_2 et la composante réactive I_X qui est en quadrature avec la tension V_2 . La somme de ces deux courants donne le courant de ligne I_1 . Le courant I_R est porteur de la puissance active et le courant I_X est responsable pour le besoin réactif de la charge. Malheureusement, la puissance réactive ne peut pas être transformée en travail utile et c'est la partie de la puissance apparente qui oscille entre la charge et la source¹. On peut la fournir localement parce qu'il n'y a nul besoin d'entrée mécanique pour sa production. Il suffit d'accorder une impédance réactive, de nature opposée à celle de la charge, qui va effectuer l'échange de la puissance avec la charge (un condensateur ou une inductance) en shunt avec la source (fig.1.2) de façon que:

¹ La puissance réactive en régime déséquilibré et en régime déformé n'est pas discutée. Physiquement, il n'existe qu'une puissance, mais en circuit électrique toutes les charges réactives exigent pour son fonctionnement une certaine quantité d'énergie qui sera emmagasinée et restituée deux fois par cycle de la tension et du courant. On dit que la charge fait un échange d'énergie avec la source et, dans le cas d'une charge purement réactive, l'échange net de l'énergie est nul. La puissance réactive décrit cet échange d'énergie. Pour la puissance réactive instantanée, on peut dire que cela est produit de la tension instantanée avec la composante du courant instantané qui est en quadrature avec la tension.

$$V_2/Z_C = -I_X \quad (1.1)$$

A la figure 1.2 on peut voir le courant $I_l = I_R$, et avant $I_l = I_R/\cos\phi$, donc le courant à travers la ligne de transmission est diminuée et avec le courant, les pertes qui sont proportionnelles au carré du courant, diminuent. Les avantages sont évidents: diminution des pertes, plus de puissance active pouvant être transférée par la ligne.

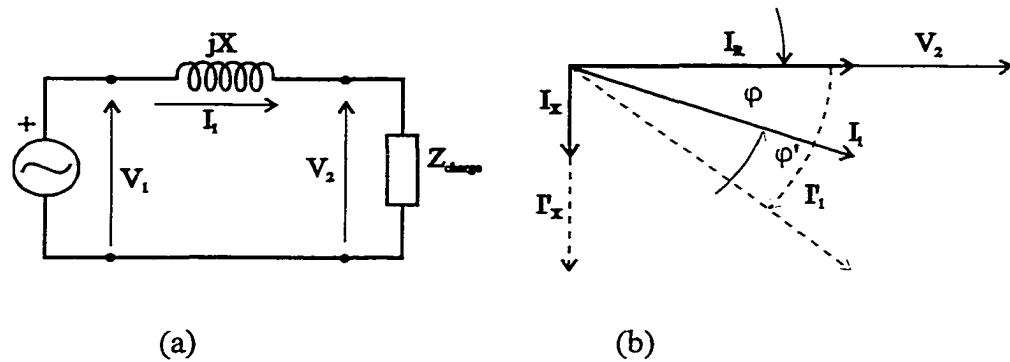


Figure 1.1 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission avec la source et la charge. (b) Diagramme vectoriel du courant et de la tension pour 1.1-a

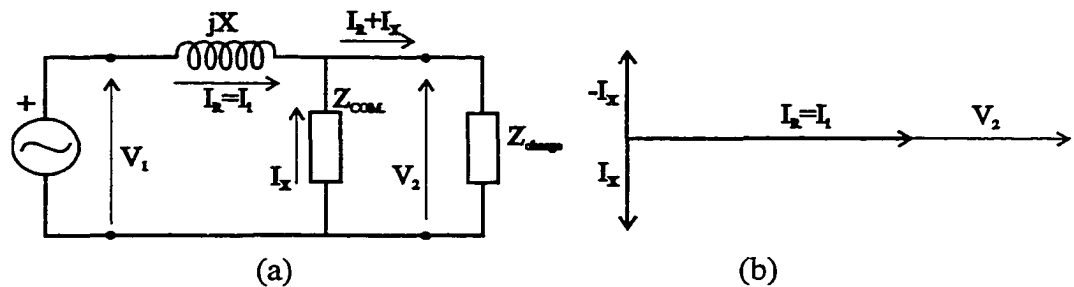


Figure 1.2 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission qui est compensée shunt. (b) Diagramme vectoriel du courant et de la tension pour 1.2-a

1.2.2 Contrôle de la tension

Le deuxième aspect de la compensation de la puissance réactive shunt est dans le contrôle de la tension. Il est connu que les longues lignes ont des problèmes de sous-tension et de surtension, tout dépendant de la charge. La figure 1.3 présente la courbe typique du profil de la tension en fonction de la puissance transférée par la ligne et l'influence du facteur de puissance sur la tension. Il est évident que pour le facteur de puissance capacitif (le courant en avant par rapport à la tension) il devient possible de transférer plus de puissance en gardant la stabilité (statique) de la tension plus que pour un facteur de puissance inductif.

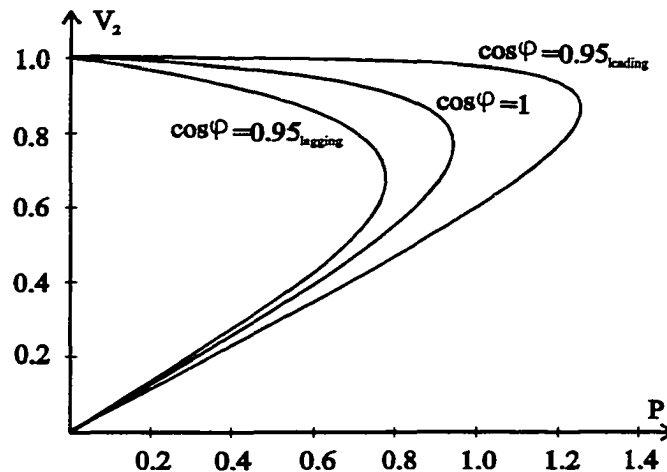


Figure 1.3 Tension de la ligne de transmission en fonction de la puissance transmise et du facteur de puissance

L'installation d'un condensateur en parallèle avec la ligne de transmission (figure 1.4-a) supportera la tension en travers de la ligne. Ce

condensateur peut être installé en permanence (FC-fixed capacitor) ou il peut être branché et débranché via un interrupteur mécanique (MSC-mechanicle switched capacitor). La tension de la ligne a tendance à baisser pendant les périodes de surcharge et, à ce moment la fermeture de l'interrupteur est commandée et le MSC sera branché en parallèle avec la ligne. La figure 1.4-b présente le diagramme vectoriel des tensions et des courants de circuit de la figure 1.4. Il est possible d'ajuster la valeur de X_C pour avoir $|V_C| = V$ pour tous les angles δ de la

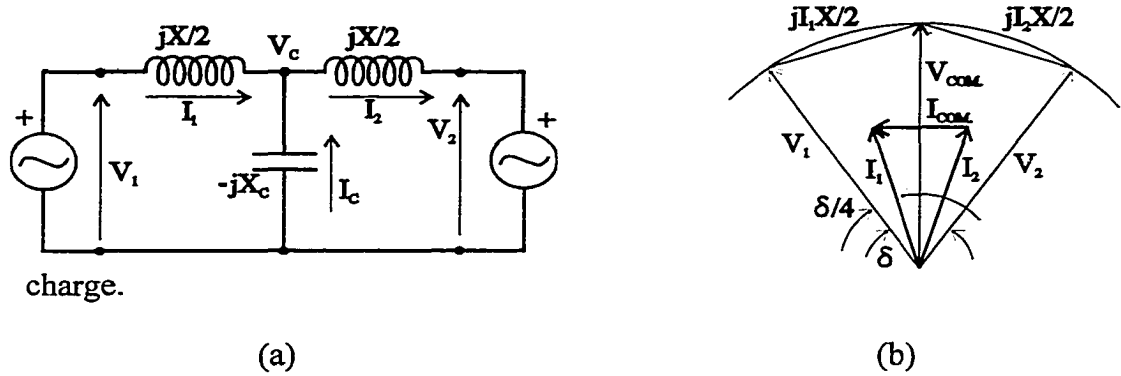


Figure 1.4 (a) Circuit équivalent de la ligne de transmission compensée shunt. (b) Diagramme vectoriel pour 1.4-a

Si le condensateur est branché au milieu de la ligne (figure 1.4-a), on peut écrire:

$$I_1 = \frac{4V}{X} \sin\left(\frac{\delta}{4}\right) \quad (1.2) \quad I_2 = \frac{4V}{X} \sin\left(\frac{\delta}{4}\right) \quad (1.2)$$

$$I_C = I_1 \sin\left(\frac{\delta}{4}\right) + I_2 \sin\left(\frac{\delta}{4}\right) = \frac{8V}{X} \sin^2\left(\frac{\delta}{4}\right) \quad (1.3)$$

d'où on peut trouver la valeur de la réactance X_C afin de garder V constante:

$$X_C = \frac{V}{I_C} = \frac{X}{8 \sin^2\left(\frac{\delta}{4}\right)} \quad (1.4)$$

Une bonne façon d'observer la compensation shunt est de remplacer le réseau compris entre deux bornes par le circuit équivalent de Thévenin. Le système de deux machines et la ligne de transmission de la figure 1.4 peuvent être remplacés par le circuit équivalent (figure 1.5-a).

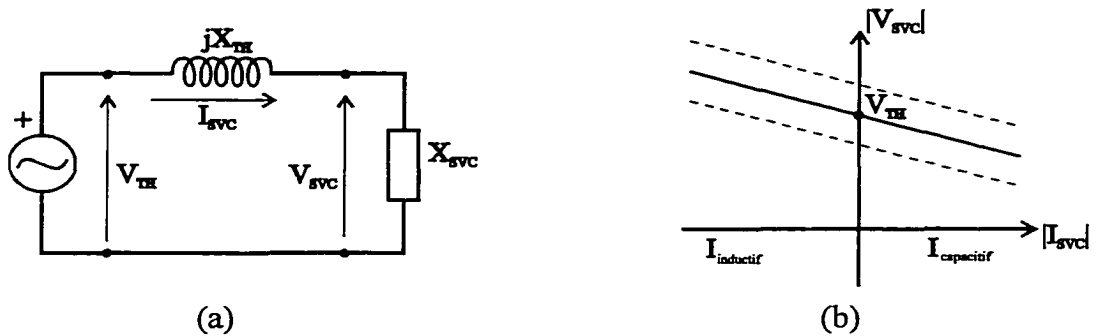


Figure 1.5 (a) Représentation du réseau compris entre deux bornes par le circuit équivalent de Thévenin (b) V-I caractéristique statique du compensateur

La tension V_{TH} et l'impédance de Thévenin sont:

$$V_{TH} = \bar{V}_1 \frac{X_2}{X_1 + X_2} + \bar{V}_2 \frac{X_1}{X_1 + X_2} \quad (1.5) \quad X_{TH} = \frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} \quad (1.6)$$

:

De la figure 1.5-a on peut écrire:

$$\bar{V}_{SVC} = \bar{V}_{TH} - j\bar{I}_{SVC}X_{TH} \quad (1.7)$$

La dernière équation est V-I caractéristique statique du compensateur (figure 1.5-b). Dans cette figure on peut voir le changement de la tension aux bornes de deux points choisis du réseau en fonction du courant du compensateur. Si ce courant est positif (inductif) la tension diminuera et s'il est négatif (capacitif) la tension augmentera. Également, on peut écrire (fig. 1.5-a):

$$V_{SVC} = jX_{SVC}I_{SVC} \quad (1.8)$$

Dans cette dernière équation illustrée à la figure 1.6, il est possible de voir la dépendance de la tension aux bornes du compensateur en fonction de son impédance. En variant son impédance de l'inductif au capacitif, la tension aux bornes du compensateur change en modifiant la tension du réseau entre ces deux points.

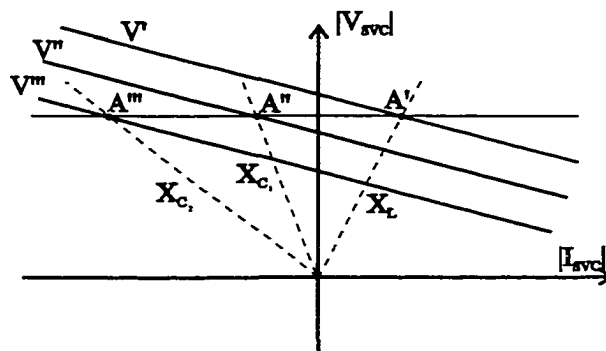


Figure 1.6 V-I caractéristique d'un compensateur en fonction de son impédance

La tension du système varie avec la condition de charge (fig.1.6) de V' (la ligne n'est pas trop chargée) à V''' (la ligne est surchargée) et pour garder la tension au même niveau V , il suffit de changer la valeur de l'impédance du compensateur. Si le niveau de la tension diminue de V'' à V''' , en changeant l'impédance du compensateur de $X_{C1} = -j/\omega C_1$ au $X_{C2} = -j/\omega(C_1 + C_2)$ le point de travail changera de A'' au A''' , mais la tension, au point de connexion du compensateur, restera V .

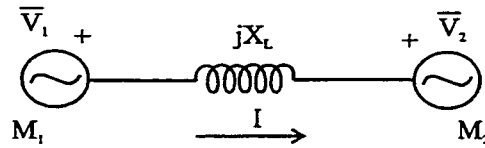


Figure 1.7 Circuit équivalent de deux machines synchrones avec la ligne de transmission entre eux

La figure 1.7 représente le système de transmission radial qui n'est pas compensé shunt, avec deux machines synchrones et la ligne de transmission entre eux. La puissance maximale qui peut être transmise du côté 1 au côté 2 en régime permanent est:

$$P_{12} = \text{Re}\{\bar{V}_1 \bar{I}^*\} = \frac{3|\bar{V}_1||\bar{V}_2|}{X} \sin \delta \quad (1.9)$$

où V_1 et V_2 sont les amplitudes de tension aux bornes des machines M_1 et M_2 , δ est l'angle entre ces deux tensions et X est l'impédance de la ligne de transmission. Pour le même système mais qui est compensé shunt (figure 1.4-a et b), on peut écrire:

$$P = 3V_1|I_1| \cos \frac{\delta}{4} = \frac{6V^2}{X} \sin \frac{\delta}{2} \quad (1.10)$$

La figure 1.8 montre la puissance P versus l'angle de transmission δ pour la ligne de transmission qui est compensée (figure 1.4) et pour la ligne qui n'est pas compensée (figure 1.7). Il est évident de la figure 1.8 que la capacité de transmission de la ligne compensée est augmentée et, en même temps, la marge de stabilité augmente aussi.

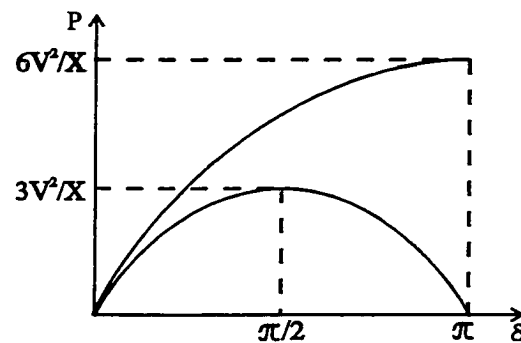


Figure 1.8 Puissance transmise par la ligne versus l'angle de transmission

1.3 Batterie des condensateurs

En réalité les éléments capacitifs constituant une phase d'une batterie des condensateurs sont mis en parallèle et trois phases sont raccordées habituellement en triangle. Elles peuvent être raccordées en étoile, mais dans ce cas, le problème de surtension peut survenir en cas d'avarie d'une phase. Les batteries des condensateurs sont syntonisées à l'aide d'une inductance dite l'inductance de syntonisation. Le but de syntonisation est d'éviter les phénomènes de résonance parallèle et de résonance série. L'inductance de syntonisation est mise en série avec le condensateur et, en général, elle diminue la fréquence de résonance. La résonance parallèle engendre les harmoniques de tension et, en cas de la résonance série l'impédance de compensateur devient zéro en

filtrant les harmoniques correspondant à la fréquence de résonance d'une partie du réseau, ce qui résulte en une surcharge de la batterie des condensateurs et éventuellement à sa destruction. Dans le réseau de distribution, la résonance série est exploitée pour faire des filtres. Des batteries des condensateurs sont syntonisées aux fréquences des harmoniques dominants pour les filtrer (filtres passifs) et en même temps elles fournissent la puissance réactive. L'apparition de la résonance parallèle et de la résonance série n'est pas le seul désavantage des batteries des condensateurs. Les autres désavantages sont:

- la quantité de la puissance réactive produite par les batteries ne peut être contrôlée qu'en pas discrets,
- les condensateurs sont très sensibles aux surtensions et aux surcharges ce qui peut résulter en un vieillissement prématuré et parfois en claquage de l'isolant,
- si les batteries des condensateurs sont branchées au réseau via un disjoncteur, ce disjoncteur introduit son propre bruit dans le réseau,
- les batteries des condensateurs n'ont pas la possibilité de la réponse rapide aux phénomènes transitoires dans le réseau.

1.4 Compensateur statique shunt SVC (Static VAr Compensator)

Afin de fournir une réponse rapide, l'inductance et chacun des condensateurs peuvent être couplés avec le réseau à l'aide de deux thyristors en montage antiparallèle en faisant un compensateur statique. Différents arrangements sont possibles[9],[21]: TCR-TSC (TCR-réacteur contrôlé par thyristor, TSC – capaciteur branché par thyristor)- figure 1.12-a), TCR – FC (FC - capaciteur fixé) ou seulement TSC tout dépendant des arrangements des condensateurs. Les condensateurs produisent des VAR et la réactance les consume. La figure 1.9-a montre un montage typique, en monophasé, d'un SVC TSC-TCR et sa V-I caractéristique (fig. 1.9-b.) et la figure 1.13 montre un TCR-FC.

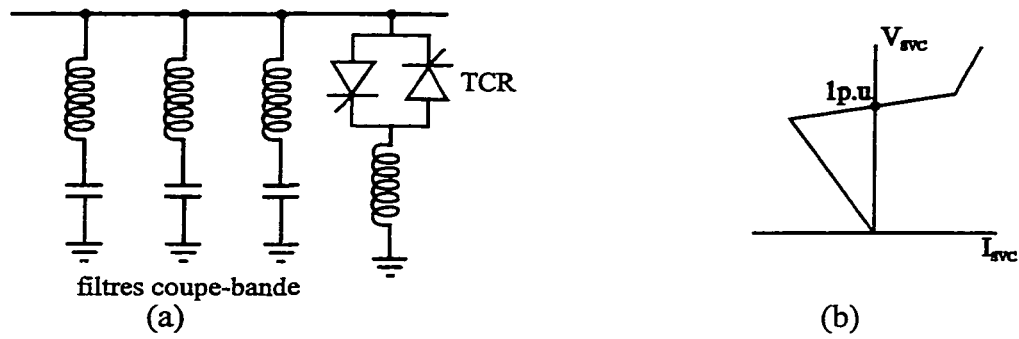


Figure 1.9 (a) Diagramme unifilaire d'un TCR-TSC (b) avec sa caractéristique statique

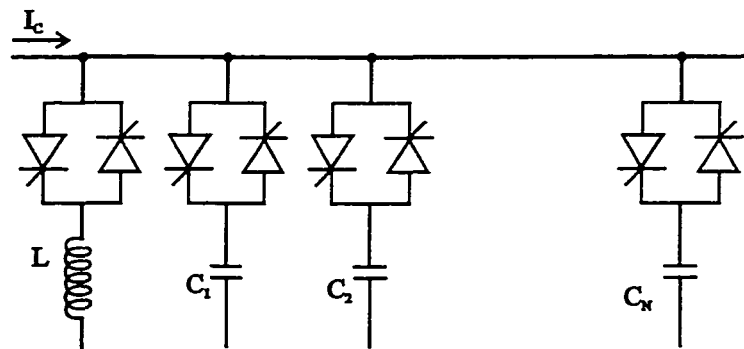


Figure 1.10 Diagramme unifilaire d'un TCR-FC

1.4.1 TSC - capaciteur branché par thyristor

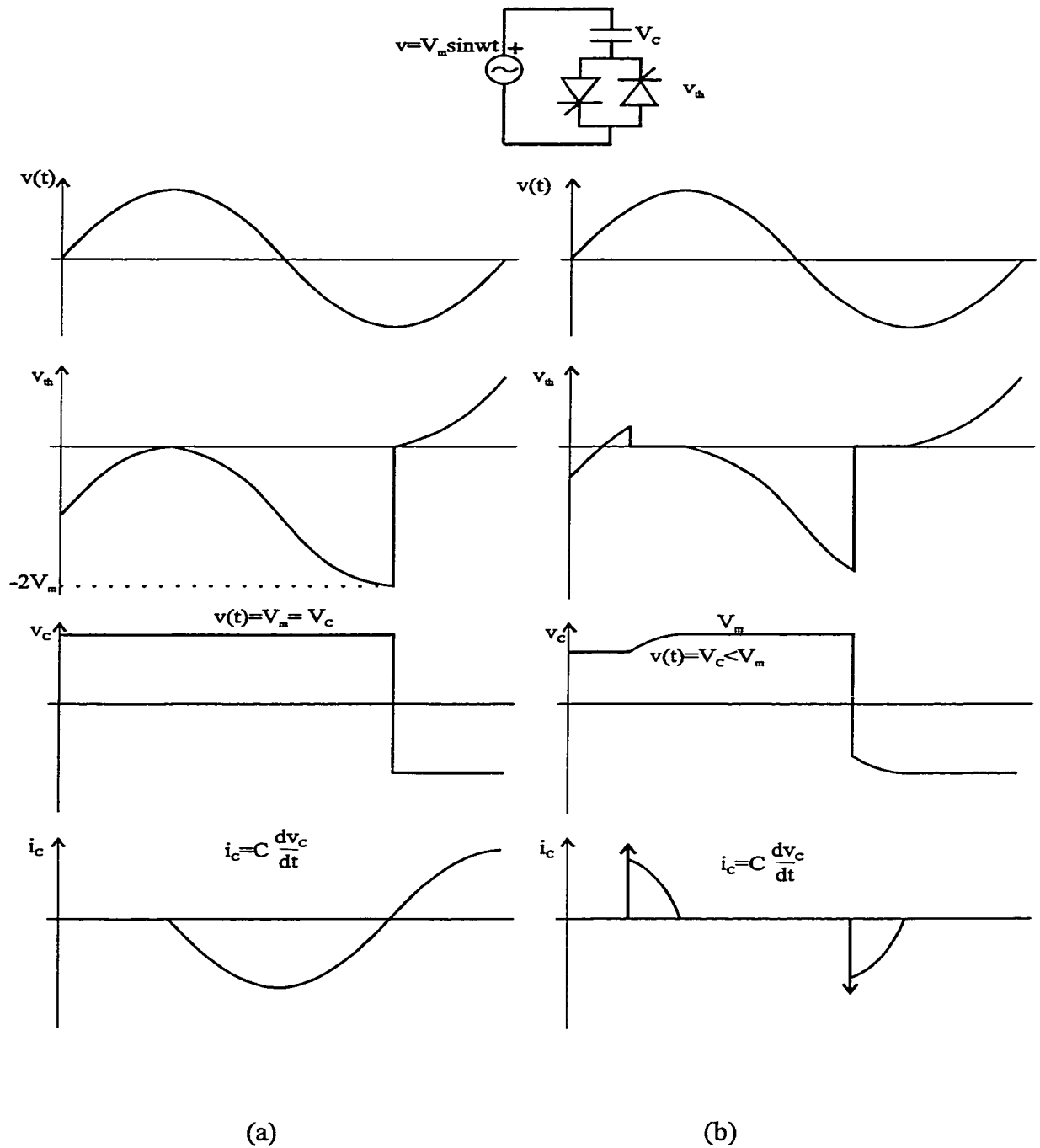


Figure 1.11 Formes d'ondes d'un TSC (a) sans « transiant », (b) avec « transiant »

Le TSC (figure 1.11) peut effectuer la commutation du condensateur sans transiant (fig.1.11-a). Les condensateurs sont prechargés à la valeur de crête de la tension du réseau et, en passage naturel par zéro du courant de condensateur (au moment où la tension aux bornes du condensateur est égale à la tension de réseau) le thyristore est amorcé. Si les deux tensions ne sont pas égales, il y aura une impulsion de courant (changement discontinu du courant - Cdv/dt) ce qui n'est pas désirable(fig.1.11-b). Pour atténuer les impulsions potentielles du courant, une inductance est toujours mise en série avec un condensateur. En même temps l'inductance est synthonisée pour éviter la possibilité de la résonance. Après être débranché du réseau, le condensateur reste chargé, l'énergie stockée dans le condensateur reste et, pour le brancher de nouveau il faut attendre que la tension du réseau devienne égale à celui de condensateur. Donc, il n'y a pas de délai dans l'amorçage du thyristor et, le condensateur peut être soit branché, soit débranché du réseau. La rapidité de la réponse d'un TSC est un cycle, ce qui est beaucoup plus rapide que la réponse d'une batterie des condensateurs qui est branchée au réseau via un disjoncteur.

La réactance de TSC ne peut être variée qu'en pas discrets. Plus il y a de condensateurs branchés, plus le courant capacitif fourni au réseau est élevé. La valeur de réactance dépend du nombre de condensateurs branchés à la ligne. Pour un condensateur :

$$X_c = \frac{1}{\omega C_1} \quad (1.11)$$

et si n condensateurs sont branchés :

$$X_c = \frac{1}{\omega(C_1 + C_2 + \dots + C_N)} \quad (1.12)$$

La V-I caractéristique de TSC est similaire à celui de la figure 1.6 (la partie gauche de la caractéristique).

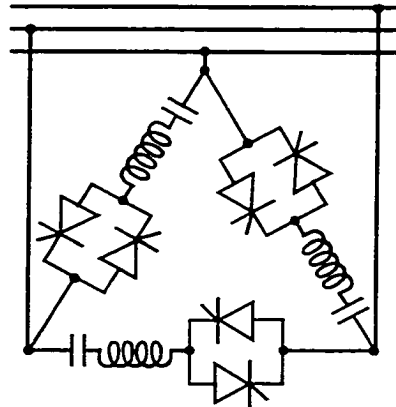


Figure 1.12 Connexion en triangle d'un TSC avec les inductances de synthonisation.

La tenue en tension de chaque thyristor doit être de deux fois la valeur de crête de la tension du réseau (ce qui est évident de la figure 1.11). Pour l'application dans le domaine de haute tension, plusieurs thyristors peuvent être mis en série ou un transformateur peut être utilisé pour le couplage avec le réseau. En triphasé, des TSC sont habituellement branchés en triangle (fig.1.12). Sur la figure 1.12 on peut voir des inductances de synthonisation en série avec des condensateurs.

1.4.2 TCR-reactor contrôlé par thyristor

Le fonctionnement d'un TCR (réactance contrôlée par thyristor) est donné par la figure 1.13. En contrôlant l'angle d'amorçage, on contrôle la composante

fondamentale du courant. Si l'angle d'amorçage est de 90 degrés, la conduction est complète. Si l'angle d'amorçage est de 180 degrés, il n'y a pas de conduction. Entre ces deux valeurs la conduction est partielle. La valeur d'impédance équivalente est :

$$\bar{Z}(\beta) = j\omega L \frac{\pi}{(2\beta - \sin 2\beta)} \quad \beta = 180^\circ - \alpha \quad (1.13)$$

La valeur de réactance peut être variée continuellement. Il est évident que TCR introduit des harmoniques dans le réseau. Le montage en triangle de TCR empêche l'assimilation de la troisième harmonique et de ses multiples en réseau. Afin d'éliminer les autres harmoniques dominantes, il faut installer des filtres.

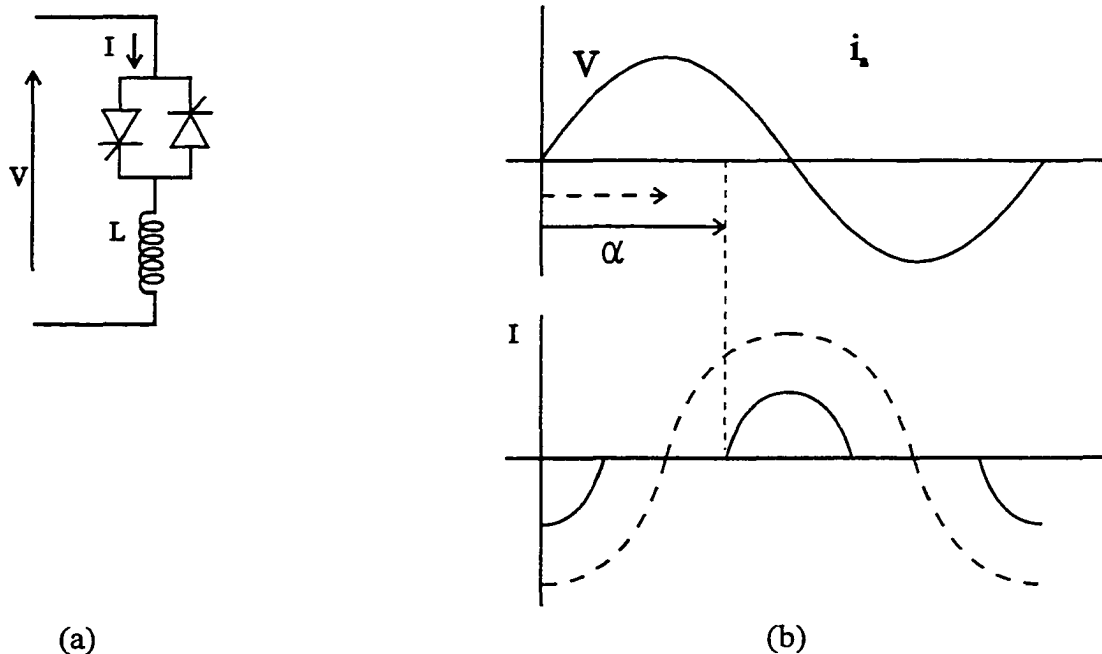


Figure 1.13 (a) Diagramme unifilaire d'un TCR (b) formes d'ondes de la tension et du courant en fonction d'angle d'amorçage du thyristor

Un hybride conçu de TCR-TSC ou TCR-FC permet une constante variation de l'impédance avec un délai de temps d'un demi-cycle. C'est le réacteur qui fait la syntonisation de la caractéristique. L'admittance équivalente d'un tel hybride est :

$$Y = n\omega C - \frac{2\beta - \sin 2\beta}{\pi\omega L} \quad (1.14)$$

1.5 ASVC – compensateur statique avancé

Les composantes principales des compensateurs décrits dans 1.3 – 1.4 sont des condensateurs et des réactances, donc des éléments pour le stockage d'énergie. Ces compensateurs fonctionnent comme une impédance variable et, ils contrôlent la consommation de la puissance réactive en changeant l'impédance du système. Dans un tel montage, on dit que les condensateurs génèrent les VAR et les réactances les absorbent.

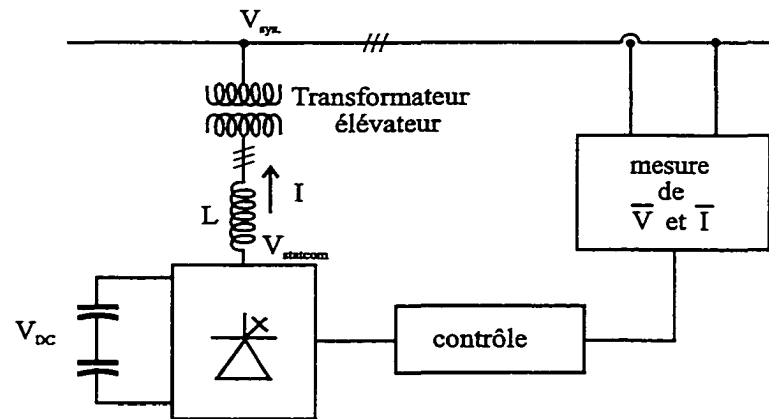


Figure 1.14 Diagramme bloc d'un ASVC

Une source à base de semi-conducteurs est capable de fournir ou d'absorber des VAR [6],[21]. Cette source peut être de type source de tension ou source de courant. Ce rapport ne considère que la source de tension. Branchée en parallèle avec le système de transmission ou le système de distribution, une telle source est nommée STATCON (Static Condenser) à cause de sa similarité avec le compensateur synchrone rotatif. Cette similarité réside dans le fait qu'une source à semi-conducteurs produit la tension de fréquence synchrone, triphasée, avec l'angle de déphasage et l'amplitude contrôlable. Ses avantages sur le compensateur synchrone sont nombreux; le temps de réponse est presque instantané, il n'y a pas d'inertie, le coût d'entretien est minimal et il n'y a pas de possibilité d'instabilité rotationnelle.

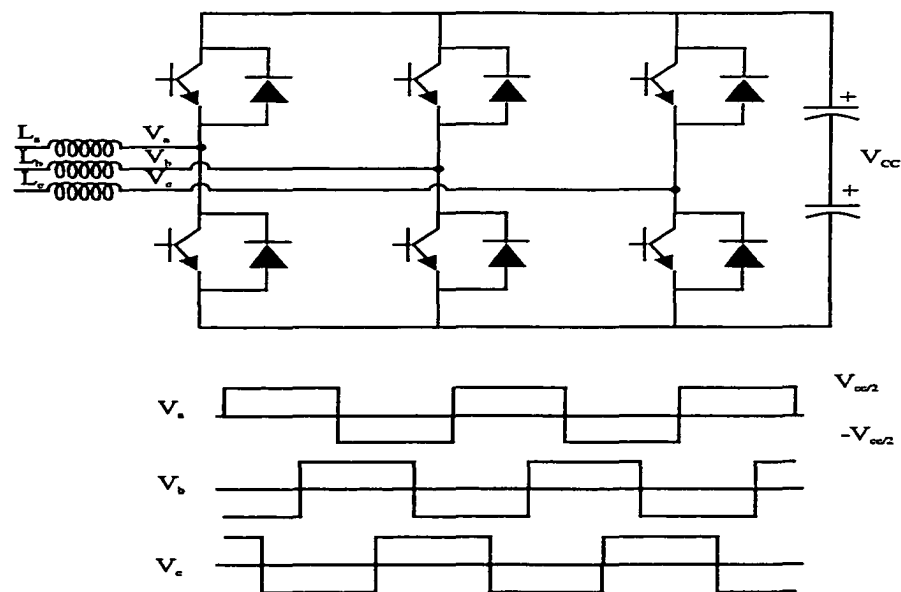


Figure 1.15 Structure générale d'un onduleur triphasé

Un STATCOM est branché au système via un transformateur élévateur (figure 1.14). La composante principale d'un STATCOM est un convertisseur de tension (figure 1.15) qui produit une tension triphasée en créneaux. En réalité une telle tension contient trop d'harmoniques. Afin d'atténuer ce problème, plusieurs onduleurs peuvent être mis

en cascade ou deux convertisseurs peuvent être mis en montage de douze impulsions. Le principe de fonctionnement d'un onduleur est expliqué en détail dans le chapitre II.

L'échange de puissance réactive entre l'onduleur et le système CA est contrôlé par l'amplitude de la tension produite à la sortie d'onduleur [18],[19],[21]. Il y a trois possibilités. Si l'amplitude de la tension produite par l'onduleur est plus élevée que celle du système CA, le courant réactif sera injecté dans le système et l'onduleur se comportera comme une source de puissance réactive, si elle est égale à l'amplitude de la tension du système CA, il n'y aura pas d'échange de puissance réactive, et finalement, si elle est inférieure à celle du système CA, le courant réactif sera absorbé par l'onduleur. Le contrôle d'écoulement de la puissance active s'effectue avec l'angle de déphasage entre la tension de l'onduleur et la tension du système CA. S'il n'y a pas de déphasage entre ces deux tensions, il n'y aura pas d'écoulement de la puissance active. Les diagrammes vectoriels pour les trois possibilités, avec l'angle de déphasage zéro entre les deux tensions (cas de compensateur idéal), sont présentés aux figures 1.16-a, 1.16-b, et 1.16-c

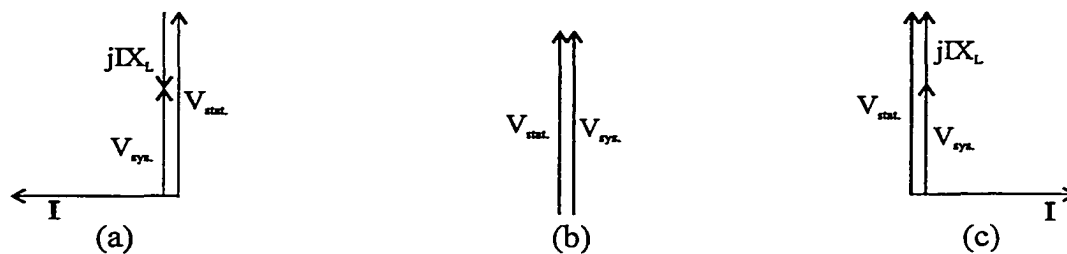


Figure 1.16 Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC idéal (a) en mode capacitif (b) neutre (c) inductif

En réalité, il faut fournir également une certaine quantité minimale de la puissance active. Cette puissance active est indispensable pour couvrir les pertes des interrupteurs et des condensateurs du côté CC de l'onduleur. Il faut aussi charger ou

décharger les condensateurs pendant les phénomènes transitoires afin de fournir la réponse rapide. Si la tension de l'onduleur est décalée en arrière par rapport à la tension du système CA, la puissance active sera absorbée par l'onduleur couvrant ainsi ses pertes. Si l'angle de déphasage entre ces deux tensions est plus élevé que nécessaire pour compenser les pertes, les condensateurs à côté CC se chargeront et la tension à ses bornes commencera à croître. Si la tension d'onduleur est en avant par rapport à la tension de système AC les condensateurs commenceront à décharger et la tension diminuera. Les diagrammes vectoriels pour le cas réel de production de courant capacitif et de courant inductif est donné par la figures 1.17-a et 1.17-b.

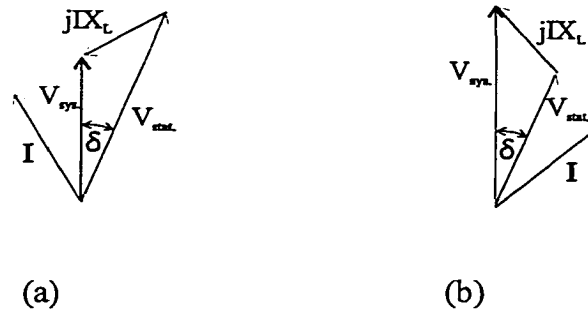


Figure 1.17 Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC réel (a) en mode capacitif (b) en mode inductif

Physiquement, le fonctionnement d'un STATCOM peut être expliqué de la façon suivante: la différence dans l'amplitude et dans la valeur efficace entre la tension produite par l'onduleur et la tension du réseau provoque la circulation du courant. La tension alternative produit par l'onduleur étant synchronisée avec celle du réseau (déphasage zéro en régime permanent) empêche l'échange net de l'énergie entre le réseau et l'onduleur en régime permanent, mais quand même, l'échange de la puissance instantanée prend la place. La tension et le courant de chaque phase de l'onduleur sont décalés de 90 degrés l'un par rapport à l'autre. Dans un système triphasé et équilibré la puissance instantanée est constante et elle dépend seulement de l'angle de déphasage entre la tension et le courant. Étant donné que cet angle est de 90 degrés, on peut dire

que la puissance instantanée qui circule du réseau vers les condensateurs du côté CC de l'onduleur par une phase est égale à celle qui circule des condensateurs du côté CC vers le réseau par deux autres phases et vice versa. Donc, l'onduleur interconnecte les phases d'un système triphasé de façon à permettre l'échange de la puissance réactive entre elles. Les condensateurs du côté CC de l'onduleur ne jouent pas le rôle du partenaire qui effectue l'échange de l'énergie avec le réseau et, il n'y a nul besoin pour d'éléments de très grande dimension capables d'emmagasiner l'énergie (condensateur et inductance) comme dans un SVC. Le rôle des condensateurs du côté CC de l'onduleur est de garder la tension CC constante dans le régime permanent ou, autrement dit, ils sont la source de la tension continue qui est, par l'intermédiaire des interrupteurs, convertie en tension alternative qui apparaît de l'autre côté de l'onduleur. Il faut mentionner qu'une ondulation de la tension aux bornes des condensateurs du côté CC existe parce que la tension alternative produite par l'onduleur n'est pas sinusoïdale, mais plutôt rectangulaire et, l'égalité de la puissance instantanée des deux côtés de l'onduleur est imposée par la loi de la conservation d'énergie. La compensation de la puissance réactive en monophasée est possible, mais dans ce cas il n'y aura pas d'échange de la puissance instantanée entre les phases du système et, les condensateurs du côté CC du convertisseur absorbent et restituent la puissance instantanée ce qui résulte en un changement périodique de la tension du côté CC (ondulation de tension). Donc la capacité du condensateur du côté CC doit être assez élevée afin de permettre cet échange d'énergie et de diminuer l'ondulation dans la tension. En même temps, le contrôle de la magnitude de la tension à la sortie du convertisseur permet la syntonisation de la quantité de puissance réactive échangée avec le système (ce n'est pas possible dans le cas de TSC ou de batterie de condensateur).

Les différents types des commandes d'un onduleur appliqué comme source de puissance réactive sont possibles tout dépendant d'objectif d'application. Certains auteurs proposent la commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)[26]. Le MLI a pour avantage une meilleure forme d'ondes et la variation de la fondamentale est possible

sans charger ou décharger condensateurs qui forment CC bar. Il suffit de changer la valeur de signal de contrôle. Mais cette méthode a aussi un inconvénient important en ce que les pertes des interrupteurs à base de semi-conducteur montent avec la fréquence d'interruption (pertes de commutation). Afin de diminuer le contenu des harmoniques et d'éviter le spectre de fréquences auditives pour le contrôle de type MLI, la vitesse de commutation est extrêmement élevée (suggéré plus que 15 kHz). Tout cela implique que les pertes introduites avec ce type de commande seraient inacceptables pour la tenue en courant et en tension rencontrée dans le système de transmission et de distribution de l'énergie électrique.

Il est possible de diminuer le contenu des harmoniques en utilisant la technique d'élimination sélective des harmoniques –SHEM [14]. Cette technique propose l'introduction d'encoches dans la forme d'ondes résultantes de l'onduleur. Les encoches introduites sont symétriques et elles permettent l'optimisation de la formes d'ondes de tension. Dans ce cas, l'onduleur fonctionne avec une fréquence plus élevée, mais proche de la fondamentale et les pertes de commutation sont négligeables.

Un onduleur de type tension peut être contrôlé par le courant (contrôle par hysteresis). Ca veut dire que le courant imposé par le contrôle peut être produit à la sortie de l'onduleur. Cette technique de contrôle utilise Akagi et al. [6] dans son concept de compensateur. Ils introduisent « la puissance réactive instantanée » comme le produit vectoriel des composantes appropriées des tensions et des courants instantanés en référence α - β . Dans sa méthode la composante réactive des courants est calculée et annulée par le fonctionnement des interrupteurs. Un tel contrôle permet l'annulation des harmoniques et le compensateur est nommé “filtre actif”.

Les interrupteurs de choix dans le domaine de la haute tension sont GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Sa tenue en tension s'approche de celle du thyristor et présentement les GTO de 36 MVA (6000V, 6000A) sont accessible à la marche. Souvent, ce n'est pas

suffisant, surtout dans la compensation de la puissance réactive. Afin de mitiger ce problème plusieurs interrupteurs peuvent être mis en série pour former une cellule de commutation, augmenter la tenue en tension et l'approcher de celle du système AC. Également, les différentes topologies des onduleurs à niveaux multiples qui sont plus complexes sont proposées [1],[2], [3],[4],[25]. Cet travail est consacré à une telle topologie.

La figure 1.18 montre la caractéristique statique d'un ASVC. En le comparant avec celui d'un SVC (figure 1.9-b), on peut constater la supériorité d'un ASVC par rapport à un SVC à la limite du fonctionnement. Autrement dit, un ASVC peut donner le courant nominal et supporter le système de transmission dans le cas de chute de tension extrême et, mais, par contre, le courant d'un SVC diminuera si la tension diminue au-dessous d'une certaine valeur. Les autres avantages d'un ASVC par rapport à un SVC [22] sont une plus grande flexibilité de contrôle, la réponse plus rapide et, surtout le fait qu'un ASVC n'a pas besoin de gros condensateurs pour le stockage d'énergie ce qui résulte en diminution de ses dimensions et, de plus, en même temps, la possibilité de résonance avec le réseau est minimisée.

Présentement, il y a quelques prototypes de STATCOM qui sont installés [28] en combinaison avec SC (switched capacitors) pour le support de la tension. Le rôle de STATCOM est d'effectuer la régulation de la tension et de répondre aux phénomènes transitoires.

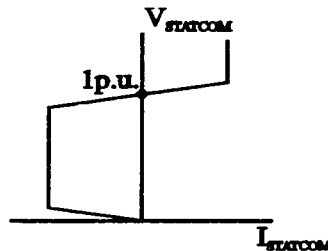


Figure 1.18 Caractéristique statique d'un ASVC

1.6 Conclusion

L'influence de la compensation shunt de la puissance réactive sur le système électrique a été discutée dans ce chapitre. Les bénéfices de la compensation sont démontrés et différents types de compensateurs avec leurs principes de fonctionnement sont décrits. Finalement, la théorie de la compensation avec une source de tension à base de semi-conducteur a été présentée. Les avantages d'un tel compensateur par rapport aux autres types de compensateurs sont énumérés.

CHAPITRE 2

ONDULEUR A NIVEAUX MULTIPLES - TOPOLOGIE « CALEE PAR DIODES »

2.1 Introduction

Les convertisseurs à niveaux multiples sont une nouvelle génération de convertisseurs qui prend sa place dans le domaine de haute tension [2]. Les particularités qui les caractérisent sont surtout :

- une meilleure tenue en tension en comparaison avec les structures traditionnelles et
- les formes d'ondes obtenues à partir d'une topologie à niveaux multiples contiennent moins de distorsion.

La topologie appelée « calé par diodes » (en anglais « diode-clamped ») proposée par Nabae et al.[3] et Bhagwat et al.[4] a beaucoup attirer d'attention dernièrement. Plusieurs groupes de recherche ont proposé son application dans le domaine de la traction électrique, de la transmission en CC et dans la compensation de la puissance réactive [2], [5], [14], [15], [20]. Malgré cela, elle n'est pas appliquée commercialement jusqu'à maintenant. Dans ce chapitre, cette topologie est discutée en détail et tous ses avantages et désavantages sont énumérés.

2.2 Convertisseur CC/CA – structure de base

Afin d'arriver à la topologie "calé par diode" et avant d'en observer l'évolution de sa structure de base qui est un convertisseur "continu / alternatif" de type élévateur, à la structure à niveaux multiples, il faut bien comprendre la séquence de fonctionnement du montage simple comme celui de la figure 2.1-a. Ce montage représente une phase du convertisseur à deux niveaux et il est constituée de deux cellules. Chaque cellule comprend un interrupteur à base de semi-conducteur qui est unidirectionnel en tension et en courant, avec une diode en antiparallèle qui permet le passage réversible du courant. Le côté CC comprend une source de tension continue qui peut être réalisée à l'aide d'un (ou plusieurs) condensateurs ou de sources indépendantes (batterie). Le côté alternatif peut avoir un récepteur actif (la source de CA) ou passif (sans source) et une inductance. Le rôle de l'inductance est double: lisser le courant et permettre l'échange d'énergie entre les deux côtés. Il faut remarquer que l'échange d'énergie est possible seulement dans le cas du récepteur actif du côté CA (qui peut jouer la rôle de la source ou le rôle de récepteur) et des condensateurs à côté CC (qui peuvent également jouer les deux rôles). Le fait que chaque cellule est réversible en courant et irréversible en tension nous permet de constater qu'une telle cellule fonctionne en deux quadrants, mais que par contre le convertisseur fonctionne en quatre quadrants.

Les interrupteurs T_1 et T_2 comportent deux états stables: état ouvert et état fermé, ce qui fait ensemble quatre combinaisons possibles:

- 1) T_1 ouvert et T_2 fermé
- 2) T_1 ouvert et T_2 ouvert
- 3) T_1 fermé et T_2 ouvert
- 4) T_1 fermé et T_2 fermé

En général, les combinaisons 1 et 3 sont permises, donc les deux interrupteurs sont complémentaires (ils sont toujours en état opposé). L'état 4 cause un court-circuit du côté CC et l'état 2 donne une tension indéterminée du côté CA. Si l'interrupteur T_1 est fermé (état de conduction) et T_2 ouvert (état de blocage), la tension vue au point A (figure 2.1-a) est $V_{CC}/2$ et dans le cas complémentaire, donc T_1 ouvert et T_2 fermé, cette tension est $-V_{CC}/2$. Le courant du convertisseur est imposé par la charge. Le signe de ce courant et son déphasage par rapport à la tension à la sortie du convertisseur détermine la direction et le taux de transfert de l'énergie entre les côtés CC et CA.

La figure 2.1-b présente la tension à la sortie du convertisseur avec le courant qui est imposé par une charge quelconque. Au début, le courant $i_a > 0$ et $V_A > 0$, T_1 est fermé. Dans ce cas, le courant passe par la diode D_1 et $i_a = i_{D1}$. Le convertisseur fonctionne comme redresseur et le transfert d'énergie s'effectue du côté CA au côté CC. Il faut remarquer que grâce à l'inductance L (figure 2.1-a), ce transfert s'effectue, malgré le fait que la tension du côté CA peut être plus élevée que la tension du côté CC. Le diode D_1 est polarisé inverse et c'est l'énergie magnétique stockée dans le champ magnétique de l'inductance qui va pousser le courant par la diode. Si le courant passe par zéro et devient négatif pendant que le T_1 est fermé (figure 2.1-a), le courant commutera naturellement dans la même cellule et il va passer par T_1 $i_a < 0$, $i_{D1} = 0$, $i_{T1} = -i_a$. Le transfert d'énergie se fait maintenant du côté CC au côté CA et le convertisseur fonctionne comme un onduleur.. Si le transistor T_2 est commandé à la fermeture et le transistor T_1 commandé à l'ouverture pendant que le courant est négatif, le courant commutera de T_1 à la diode D_2 et $i_a < 0$, $i_{D1} = 0$, $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = 0$ et $i_{D2} = -i_a$. Le transfert d'énergie se fait du côté CA au côté CC et le convertisseur fonctionne en mode redresseur. Finalement, si le courant devient positif et que T_2 reste fermé, le courant commutera de la diode D_2 au transistor T_2 et $i_a = i_{T2}$, $i_{D2} = 0$. Le convertisseur devient un onduleur.

Sur la figure 2.2, il est possible de remarquer quatre cas extrêmes. Dans le premier cas, le courant i_a et la tension V_A sont en phase. L'écoulement d'énergie se fait du côté CA au côté CC et le convertisseur fonctionne en mode redresseur. Le deuxième cas représente le fonctionnement en mode onduleur (le déphasage entre le courant et la tension est de 180 degrés) et l'énergie est transférée du côté CC au côté CA.

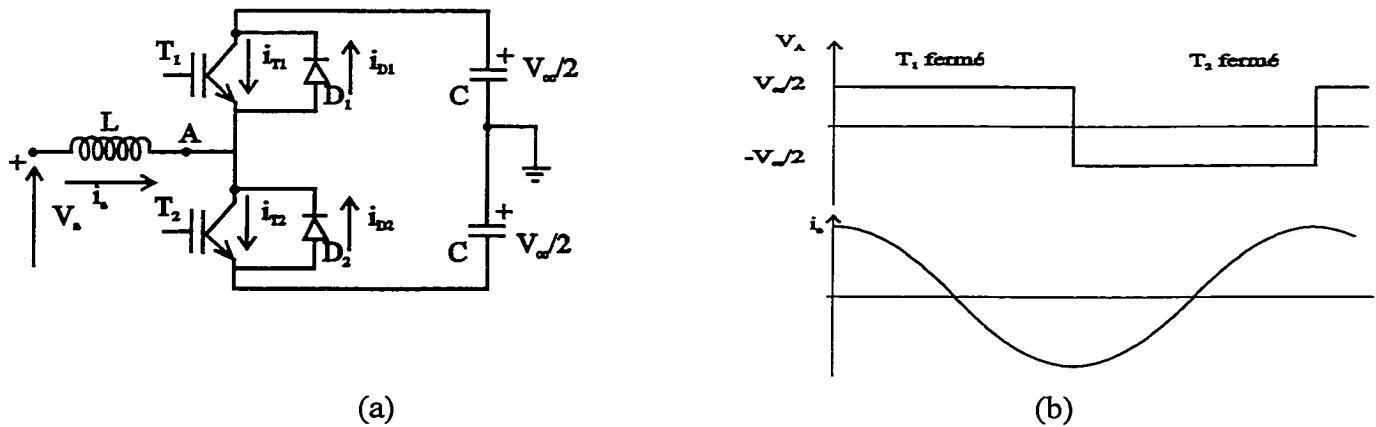


Figure 2.1 (a) un bras d'un convertisseur (b) formes d'ondes à la sortie du convertisseur

Dans les derniers deux cas, le déphasage entre la tension et le courant est de 90 degrés. Le convertisseur change le mode de fonctionnement de redresseur en onduleur et vice versa chaque quart de cycle. Cela permet de constater que, malgré l'échange d'énergie instantanée entre les deux côtés existants, le transfert d'énergie moyen est zéro et le convertisseur prend le comportement de charge réactive pure.

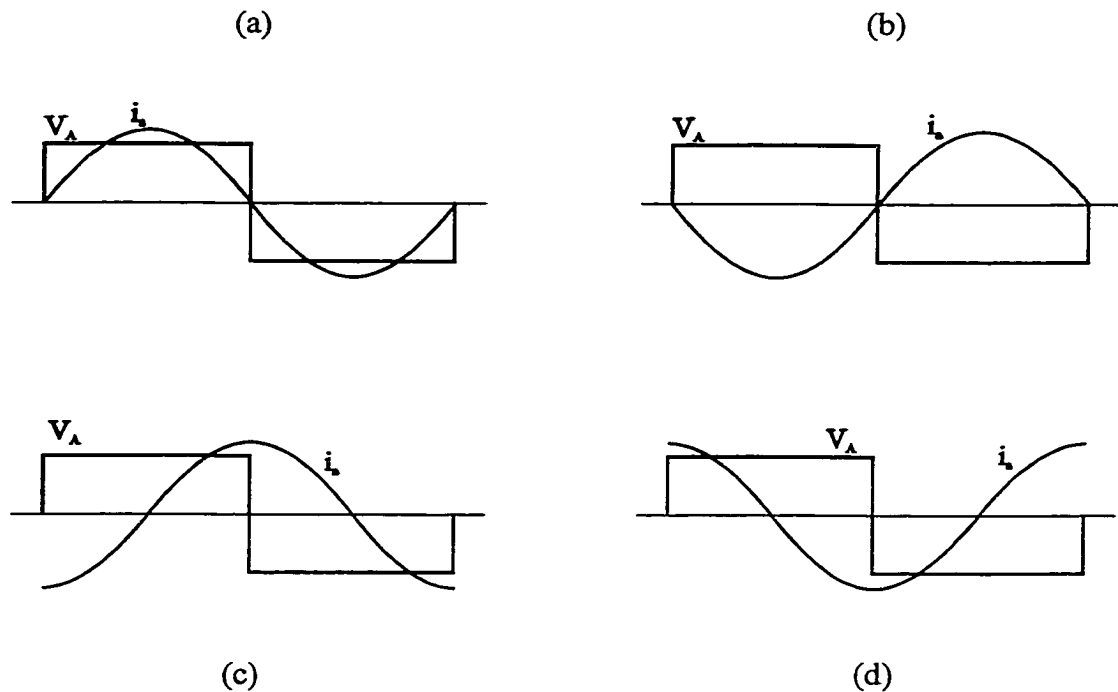


Figure 2.2 Formes d'ondes de la tension et du courant à la sortie d'un convertisseur (a) fonctionnement en mode redresseur (b) en mode onduleur (c) en mode capacitif (d) en mode inductif

2.3 Convertisseur à niveaux multiples -topologie "calée par diode"

2.3.1 Convertisseur à trois niveaux

En ajoutant deux cellules de commutation et deux diodes de calage tel que démontrée à la figure 2.3, le convertisseur à trois niveaux de la topologie "calée par diode" est obtenu. Une phase de convertisseur à trois niveaux comprend quatre interrupteurs principaux T_1 , T_2 , T_1' et T_2' , quatre diodes mises en antiparallèles avec eux, et deux diodes de calage. Les interrupteurs T_1 et T_1' sont complémentaires, donc pendant que le T_1 conduit, le T_1' est en état de

blocage et vice-versa. La même logique est valide pour les interrupteurs T_2 et T_2' .

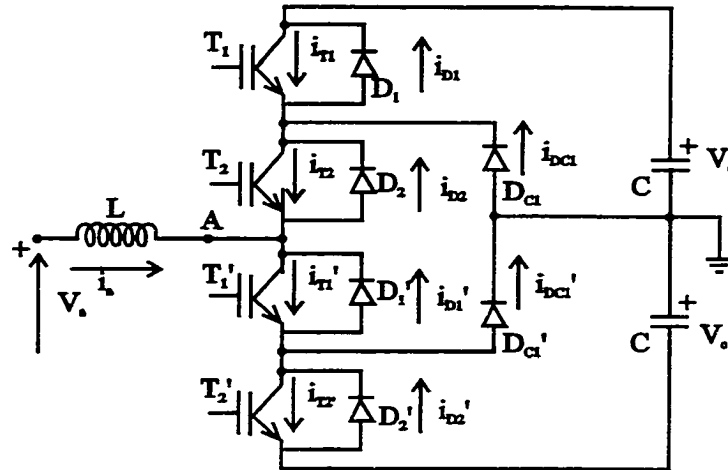


Figure 2.3 Un bras de convertisseur à trois niveaux de la topologie « calée par diodes »

Les séquences de fonctionnement sont les suivantes:

- les deux transistors T_1 et T_2 sont fermés (donc T_1' et T_2' ouverts), la tension vue du côté CA du convertisseur est V_C . Tout dépendant du signe, si le courant est négatif, il passera par les deux transistors T_1 et T_2 , ou, par les diodes principales D_1 et D_2 , s'il est positif.
- le transistor T_1 est commandé à l'ouverture (donc T_1' à la fermeture), la tension du côté CA est zéro. Le parcours du courant est par le transistor T_1' et la diode de calage D_{C1}' dans le cas du courant positif, ou, par la diode D_{C1} et le transistor T_2 , dans le cas du courant négatif. Le transistor T_1 bloque la tension V_C .
- le transistor T_2 est commandé en ouverture et le transistor T_2' à la fermeture. La tension vue du côté CA est $-V_C$. Le parcours du courant

s'effectue maintenant par les transistors T_1' et T_2' dans le cas du courant positif, ou par les diodes D_1' et D_2' , dans le cas du courant négatif. Les transistors T_1 et T_2 bloquent chacun la tension V_C , et la diode de calage D_{C1}' bloque la même tension..

En répétant les trois séquences, la forme d'ondes de la tension de phase générée au côté CA est à trois niveaux, ce qui est présenté schématiquement à la figure 2.4. La tension de ligne est conçue à cinq niveaux.

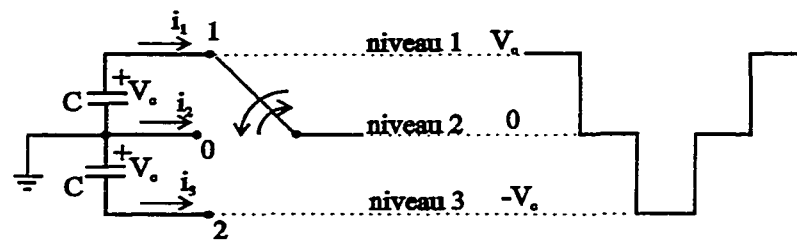


Figure 2.4 Forme d'onde de la tension de phase à trois niveaux

Il faut remarquer qu'il est possible de choisir l'angle d'amorçage des interrupteurs afin de minimiser la distorsion. Si la tension au côté CA est zéro, donc T_2 et T_1' sont en état de conduction, et en commandant la fermeture de l'interrupteur T_1 et l'ouverture de T_1' au moment $\omega t = \alpha$ où $\omega = 2\pi f$ (f-la fréquence de la tension au côté CA produite par l'onduleur) et si l'angle α est choisi en avant, et en répétant les séquences symétriquement par rapport à cet angle et à la période de la tension $T=1/f$, la tension résultante à la sortie de l'onduleur sera optimisée, ce qui donne un degré de liberté.

La distribution du courant dans le convertisseur pour les cas de courant purement capacitif et purement inductif et son parcours sont démontrés à la figure 2.5. Il est possible de voir que le stress du courant n'est pas également distribué parmi les composantes.

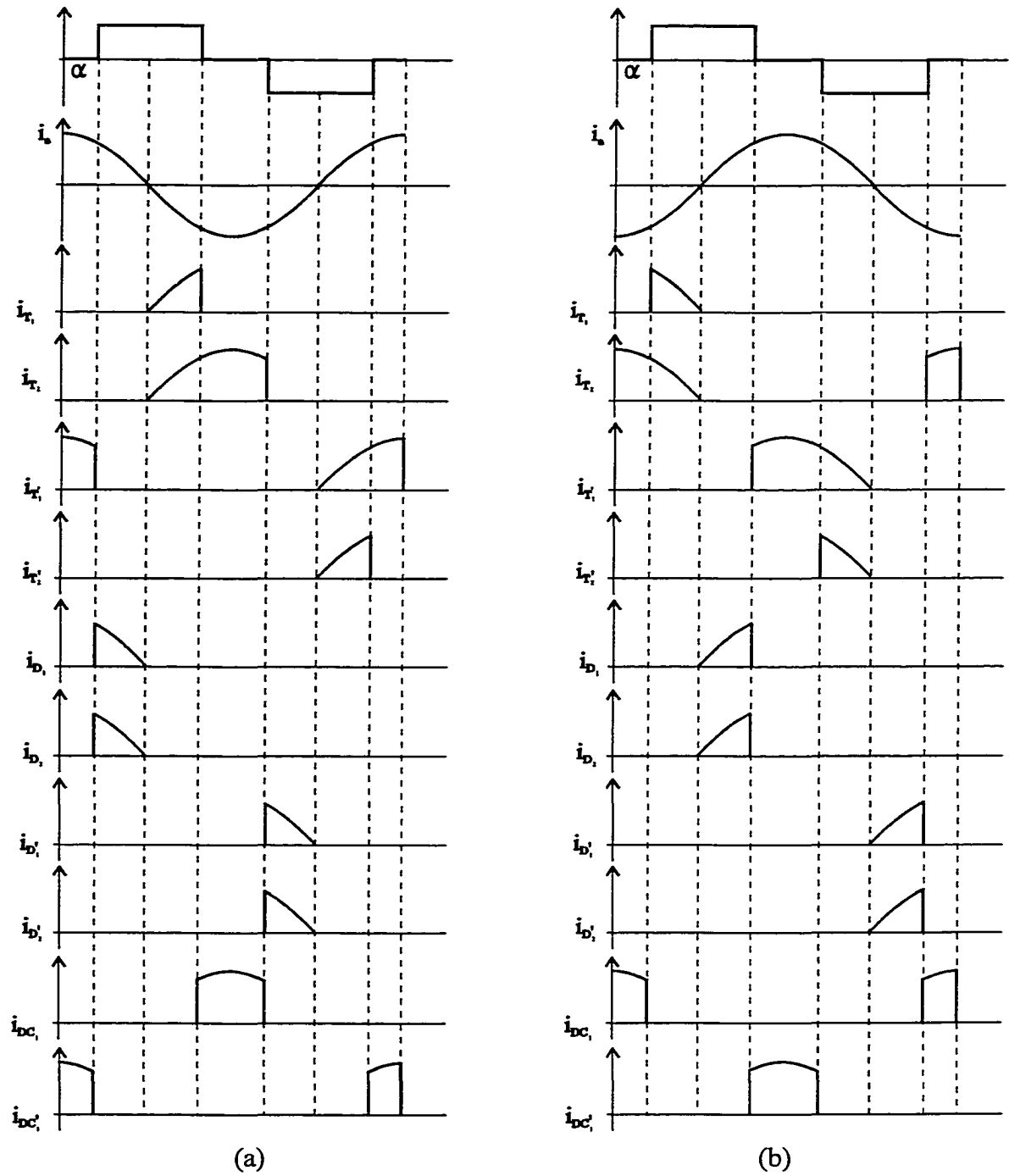


Figure 2.5 Distribution du courant dans un convertisseur à trois niveaux (a) courant capacitif (b) courant inductif

2.3.2 Convertisseur à cinq niveaux

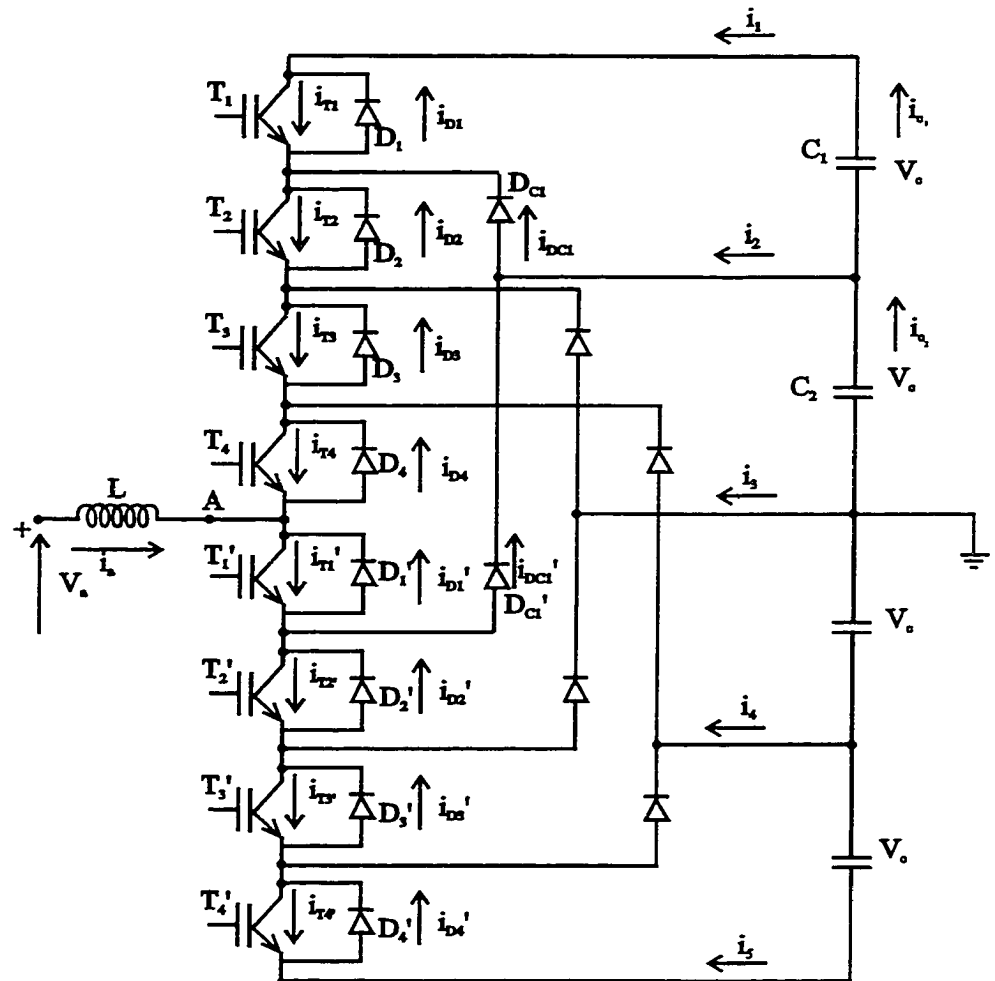


Figure 2.6 Un bras de convertisseur à cinq niveaux de la topologie « calée par diodes »

La figure 2.6 présente un onduleur à cinq niveaux. Une phase d'un tel onduleur comprend huit interrupteurs (transistors) principaux ou quatre couples de transistors complémentaires (T_1 - T_1' , T_2 - T_2' , T_3 - T_3' et T_4 - T_4') avec leurs diodes antiparallèles (D_1 jusqu'à D_4'). Le nombre des diodes de calage est six

(DC_1 , DC_2 , DC_3 , DC_1' , DC_2' et DC_3') et elles sont reliées au côté CC, aux trois prises intérieures. Le côté CC est constitué de quatre condensateurs, ce qui permet cinq prises (ce qui donne cinq niveaux). Chaque interrupteur principal est dimensionné de façon à bloquer un niveau de la tension, ou autrement dit de bloquer la tension aux bornes d'un des condensateurs du côté CC. Cette caractéristique permet l'augmentation de tenue en tension de l'onduleur avec l'augmentation du nombre de niveaux et son application dans le domaine de haute tension. Par contre, le stress du courant n'est pas pareil pour chaque interrupteur, et il est plus prononcé pour les interrupteurs intérieurs qui sont en état de conduction pendant plus longtemps. En général, pour un onduleur à cinq niveaux, l'interrupteur T_1 ne conduit que pour le niveau $2V_C$ et l'interrupteur T_4 conduit pendant le cycle entier, sauf pour le niveau $-2V_C$. Les diodes antiparallèles conduiront seulement si le niveau choisi est le plus haut ou le plus bas et si, en même temps, le signe du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur est le même. Le stress de la tension appliqué sur les diodes de calage dépend de leur position dans l'onduleur. La diode DC_1 bloque la tension V_C , donc la tension aux bornes d'un des condensateur du côté CC ou un des niveau de la tension, et la diode DC_1' , bloque une tension trois fois plus élevée. Les diodes DC_2 et DC_2' bloquent tous les deux deux niveaux de tension, $2V_C$. Les diodes DC_3 et DC_3' bloquent respectivement les tensions de trois niveaux et d'un niveau soit $3V_C$ et V_C . Donc, les diodes n'ont pas la même tenue en tension (tension de blocage). Les diodes avec la même tenue en tension peuvent être utilisées (la tension d'un niveau, soit la tension V_C) mais installées en série (par exemple, la diode DC_2 qui doit supporter $2V_C$ peut être constituée de deux diodes en série capable de supporter V_C). L'intensité du courant qui passe par les diodes n'est pas pareilles, et elle dépend de l'angle de déphasage entre le courant et la tension de phase à la sortie de l'onduleur, et des angles d'amorçage α_1 et α_2 des interrupteurs. Tout ce qui précède est illustré à la figure 2.7 où le courant à la

sortie de l'onduleur est capacitif donc, en avant par rapport à la tension produite par l'onduleur et la figure 2.8 présent le cas du courant inductif.

A la figure 2.7, il est possible de voir les commutations de courant (forcés comme naturelles) dans l'onduleur. Pour le niveau de tension zéro ($0 < \omega t < \alpha_1$) et le courant de phase i_a (figure 2.6) positif, le courant va passer par les transistors T_1' et T_2' et par la diode de calage DC_2' . Après la commutation au niveau de tension V_C ($\alpha_1 < \omega t < \alpha_2$), la commutation de courant est forcée de la diode DC_2' et du transistor TC_2' à la diode DC_1' . Pour le niveau de tension $2V_C$ ($\alpha_2 < \omega t < \pi/2$), le courant, qui est positif, va commuter du transistor T_1' et de la diode DC_1' , vers les diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 (les diodes en antiparallèle avec les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 -fig.2.6). Si le courant maintenant change de signe et devient négatif, il va commuter naturellement des diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 aux transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 . Si la tension revient au niveau de tension V_C (commutation forcée, $\pi/2 < \omega t < \pi - \alpha_2$), le courant (qui est négatif) va commuter du transistor T_1 à la diode DC_1 , etc.

La figure 2.8. présente les commutations de courant pour le cas de courant inductif, soit le courant en arrière par rapport à la tension de phase.

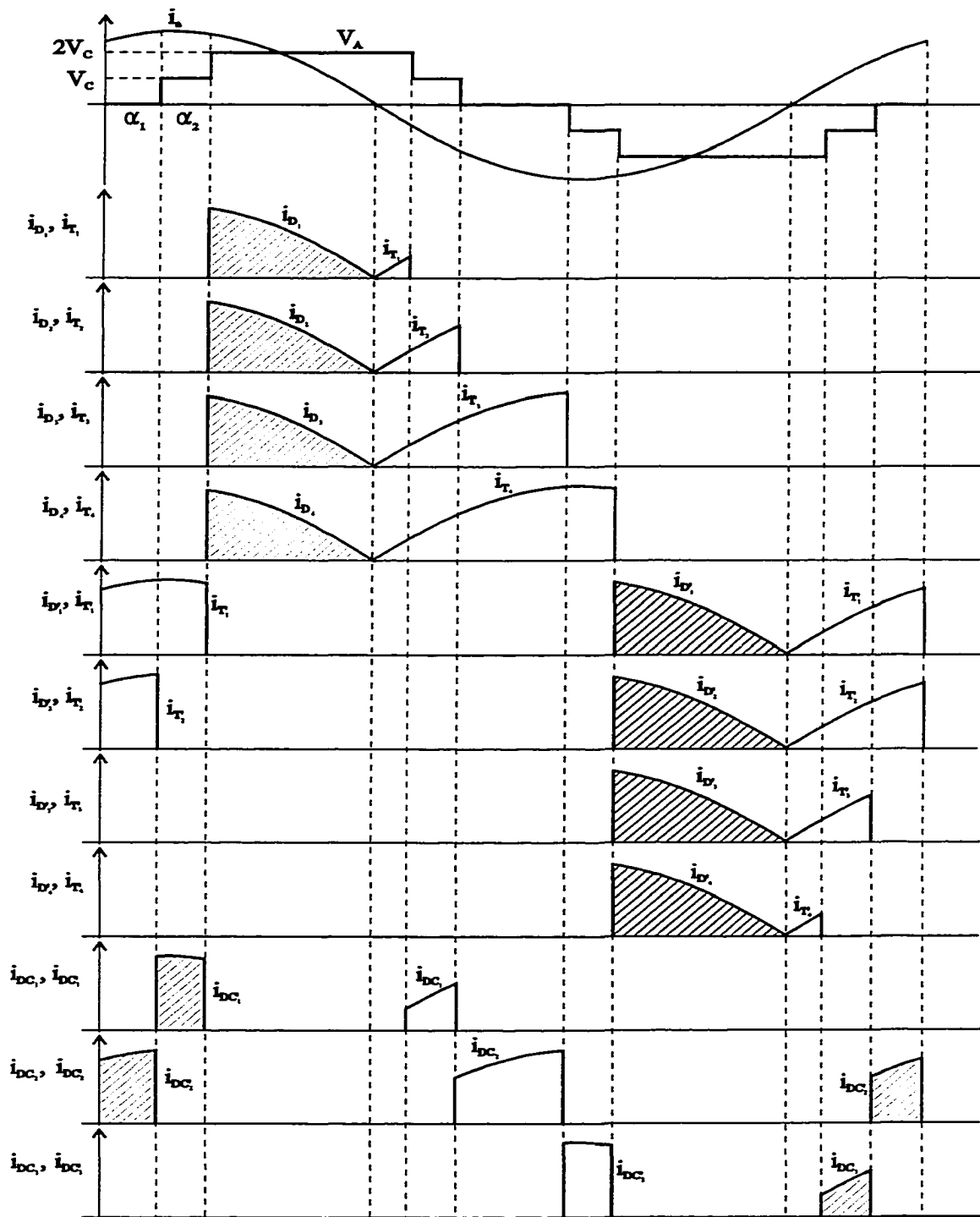


Figure 2.7 Commutation du courant dans une phase du convertisseur à cinq niveaux – le cas d'un courant capacitif

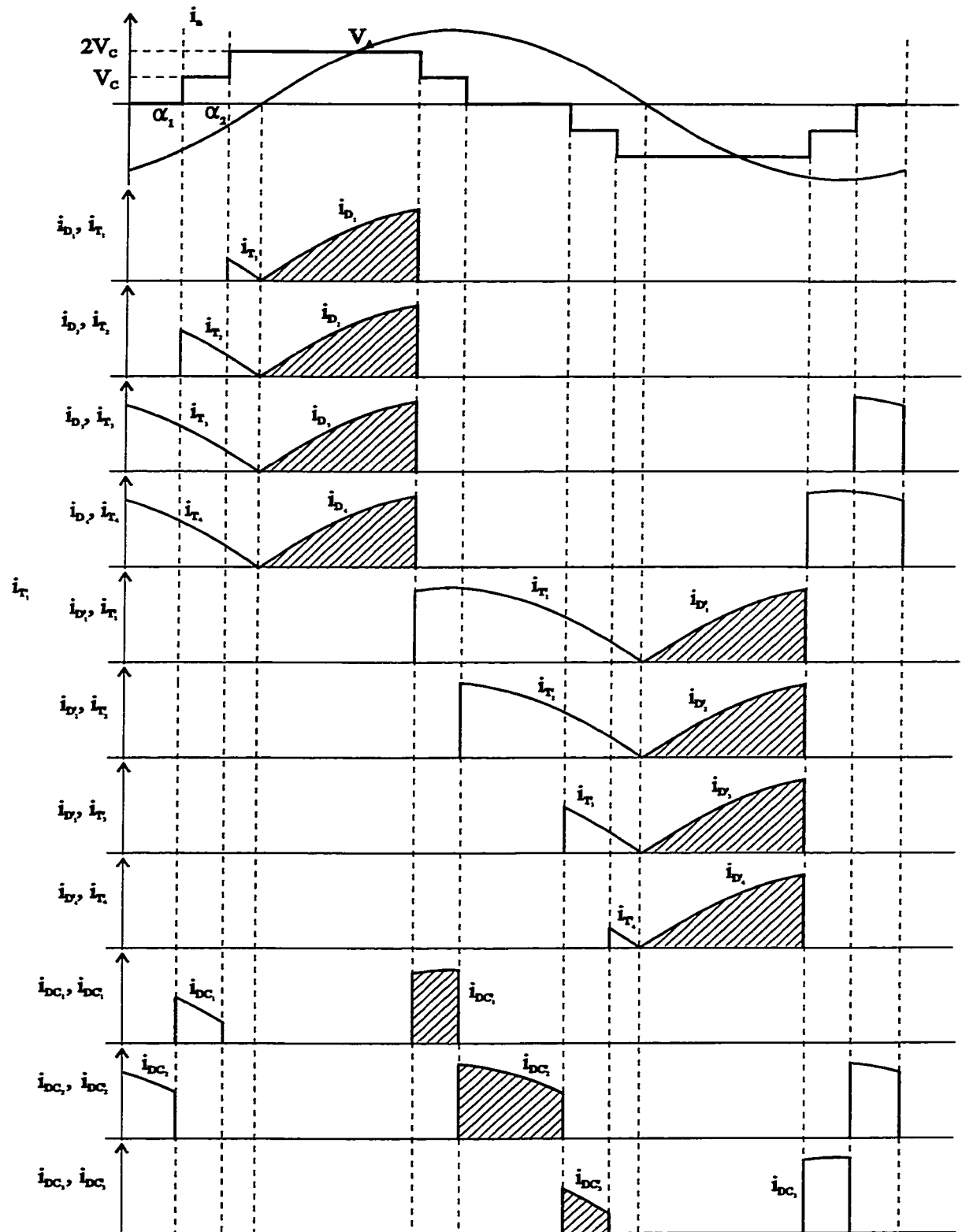


Figure 2.8 Commutation du courant dans une phase du convertisseur à cinq niveaux – le cas d'un courant inductif

2.4 Débalancement de la tension du côté CC

En se référant à la figure 2.6, il est possible d'écrire les équations suivantes pour le côté CC :

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_1 \\ i_{C2} &= i_1 + i_2 \\ i_{C3} &= i_4 + i_5 \\ i_{C4} &= i_5 \end{aligned} \quad (2.1)$$

Les équations (2.1) indiquent que les courants circulant dans les condensateurs ne sont pas égaux ou, autrement dit, le taux de chargement et de déchargement des condensateurs est plus élevé pour les condensateurs intérieurs que pour les condensateurs extérieurs. Les condensateurs chargent ou déchargent, tout dépendant du signe du courant. La difficulté qui provient de l'inégalité est le débalancement de la tension aux bornes des condensateurs. Avec ce débalancement de tension, (la tension aux bornes des chaque condensateur n'est pas égale V_C) la distorsion de la tension au côté CA produite par l'onduleur évoluera, et certains interrupteurs seront surchargés ce qui peut provoquer leur destruction. Les figures 2.9 - 2.13 illustrent ce problème pour différents angles de déphasage entre le courant et la tension à la sortie de l'onduleur.

Les figures 2.9 – 2.10 présentent les cas du transfert de la puissance du côté CA au côté CC et du côté CC au côté CA respectivement. Ces deux cas extrêmes provoquent un débalancement maximal de la tension ce qui est clairement indiqué dans les figures. Le courant moyen entrant dans le condensateur C_1 est plus petit que le courant moyen entrant dans C_2 , ce qui ramène plus de charge dans les condensateur intérieurs qu'extérieurs (figure 2.9) ou le contraire (figure 2.10).

Les figures 2.11 et 2.12 présentent les cas de courant capacitif et inductif. On peut voir que ce débalancement existe mais, il est moins prononcé. Finalement, la figure 2.13 présente le cas du courant purement capacitif, donc, le courant à la sortie de l'onduleur est de 90 degrés en avant par rapport à la tension, et le transfert moyen d'énergie est zéro. Dans ce cas, il n'y a pas de problème de débalancement de la tension. tout comme dans le cas du courant purement inductif. Ça indique que, théoriquement, un onduleur à niveaux multiples peut fonctionner en tant que compensateur de la puissance réactive sans le problème du débalancement de la tension. En réalité, le problème du débalancement existera, car si un onduleur fonctionne en tant que compensateur, certaines quantités minimales de la puissance active puisera dans le réseau pour couvrir les pertes des interrupteurs et des condensateurs. Ce problème peut être remédié par l'algorithme de contrôle approprié, ou par le « hardware » additionnel [1], mais en tout cas, il va compliquer l'implantation de l'onduleur.

A partir des figures 2.9 – 2.13, on voit que le courant i_1 (figure 2.6) circule seulement pendant que la niveau de la tension choisie est de $2V_C$ ou de α_2 à $\pi - \alpha_2$, ce qui permet d'écrire :

$$i_{1\text{moy.}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_2}^{\pi-\alpha_2} I_{\text{max.}} \sin(\omega t + \theta) d(\omega t) \quad (2.2)$$

où $i_{1\text{moy}}$ est la valeur moyenne du courant i_1 .

Également, on peut écrire l'équation pour la valeur moyenne du courant i_2 :

$$i_{2\text{moy.}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} I_{\text{max.}} \sin(\omega t + \theta) d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\alpha_2}^{\pi-\alpha_1} I_{\text{max.}} \sin(\omega t + \theta) d(\omega t) \quad (2.3)$$

ce qui nous ramène aux équations pour les valeurs moyennes du courant entrant dans les condensateur C_1 et C_2 pour n'importe quelle valeur d'angle de déphasage θ entre le courant et la tension à la sortie de l'onduleur :

$$i_{1\text{moy.}} = \frac{I_{\text{max.}}}{\pi} \cos \alpha_2 \cos \theta \quad (2.4)$$

$$i_{2\text{moy.}} = \frac{I_{\text{max.}}}{\pi} \cos \theta (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) \quad (2.5)$$

d'où

$$i_{C_1} = i_1 = \frac{I_{\text{max.}}}{\pi} \cos \alpha_2 \cos \theta \quad (2.6)$$

$$i_{C_2} = i_1 + i_2 = \frac{I_{\text{max.}}}{\pi} \cos \alpha_1 \cos \theta \quad (2.7)$$

étant donné que :

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \pi/2, \cos\alpha_1 > \cos\alpha_2 \Rightarrow i_{C1} < i_{C2} \quad (2.8)$$

et :

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{\cos\alpha_2}{\cos\alpha_1} \quad (2.9)$$

Donc, la quantité de charge entrant (sortant) des condensateur dépend exclusivement des angles de modulations α_1 et α_2 .

En général, un onduleur triphasé à N niveaux comprend N-1 nombre de condensateurs au côté CC ce qui permet N prises (une prise pour chaque niveau). Les prises sont partagées par les phases, donc le nombre de condensateurs pour un onduleur en monophasé est égal à celui d'un onduleur en triphasé. Le nombre d'interrupteurs principaux (transistors) par phase est (N-1)x2 et, nombre de diodes de calage est (N-2)x2 par phase.

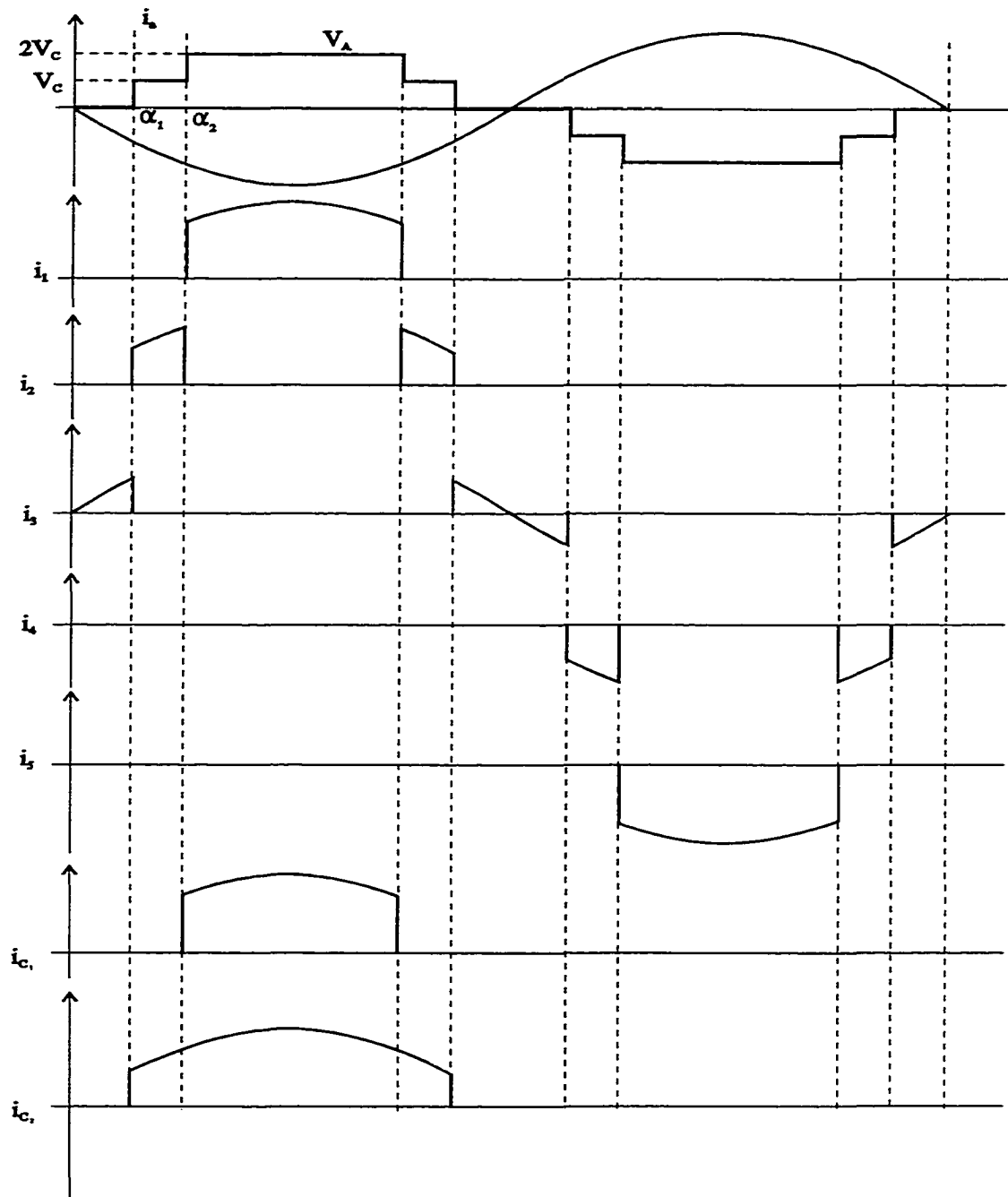


Figure 2.9 Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant et la tension à la sortie du convertisseur sont déphasé 180 degrés

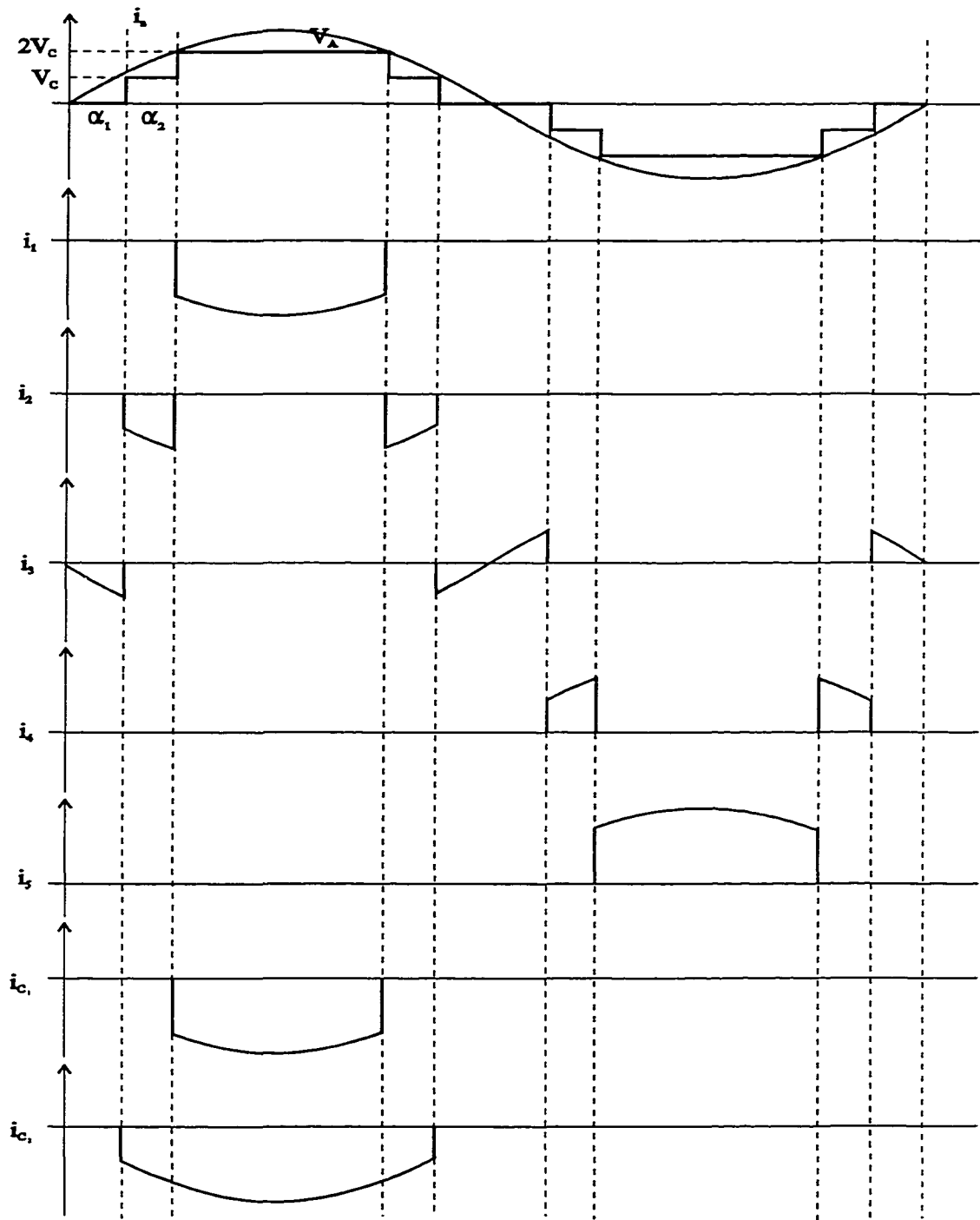


Figure 2.10 Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant et la tension à la sortie du convertisseur sont en phase

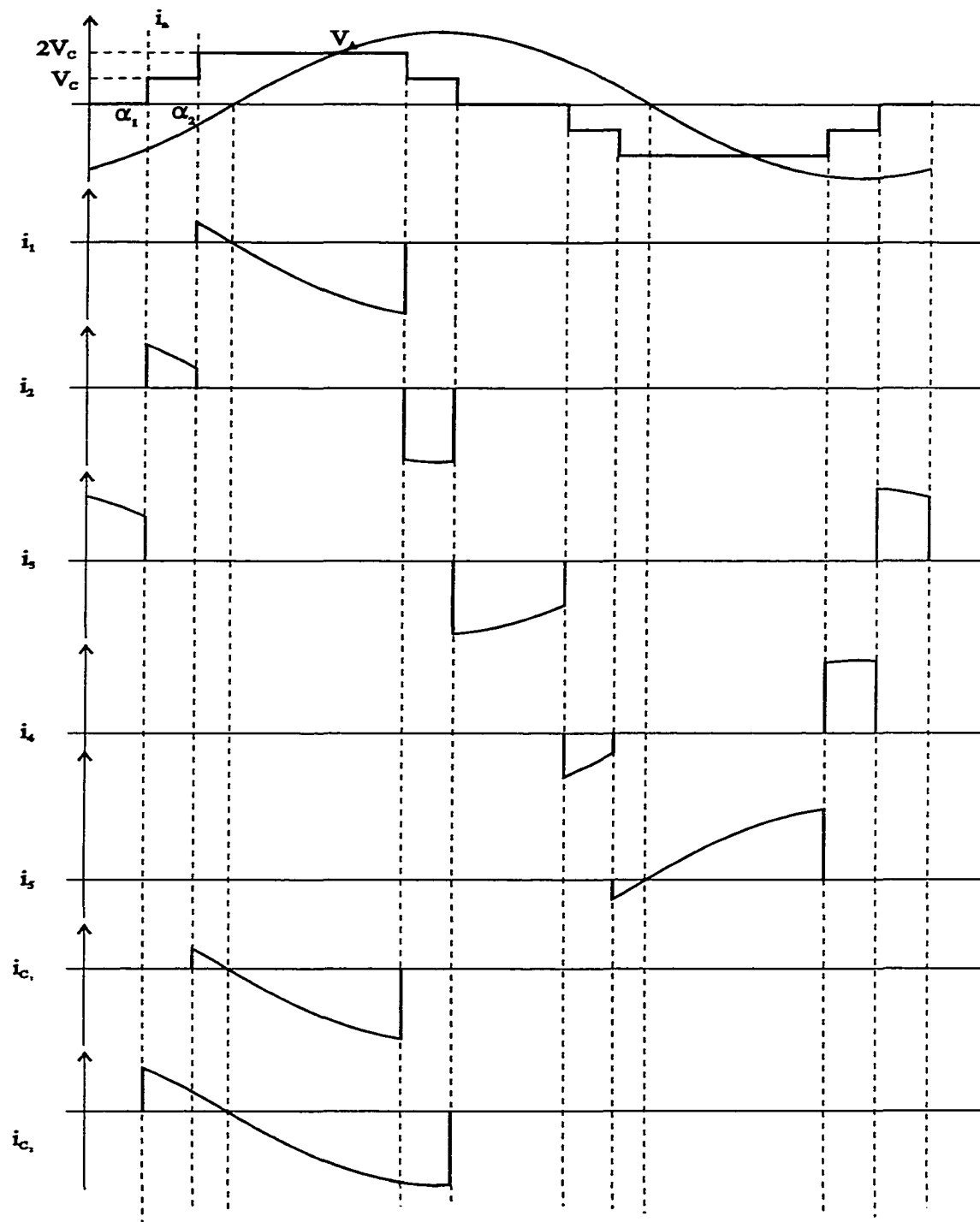


Figure 2.11 Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant capacitif

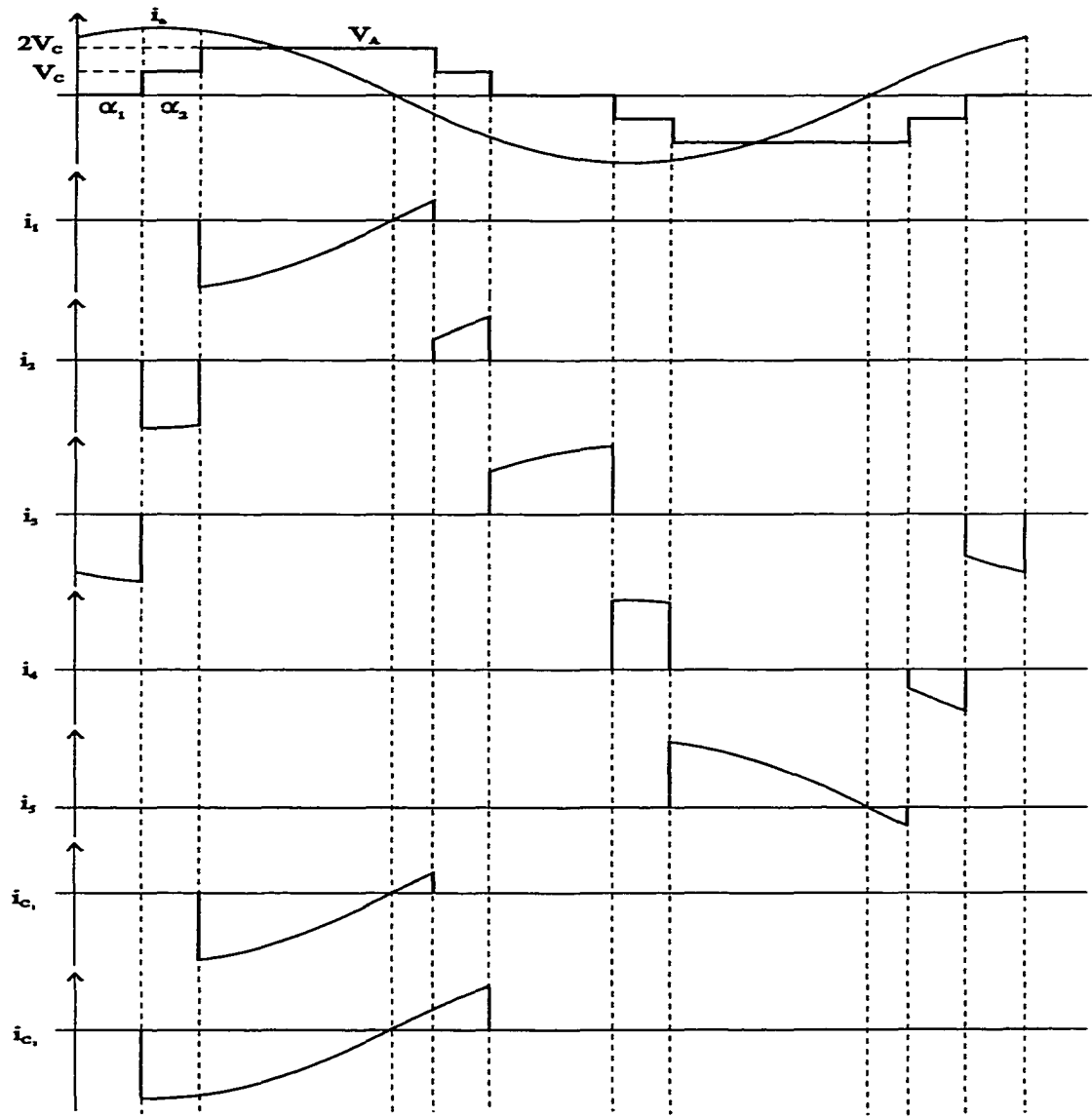


Figure 2.12 Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant et inductif

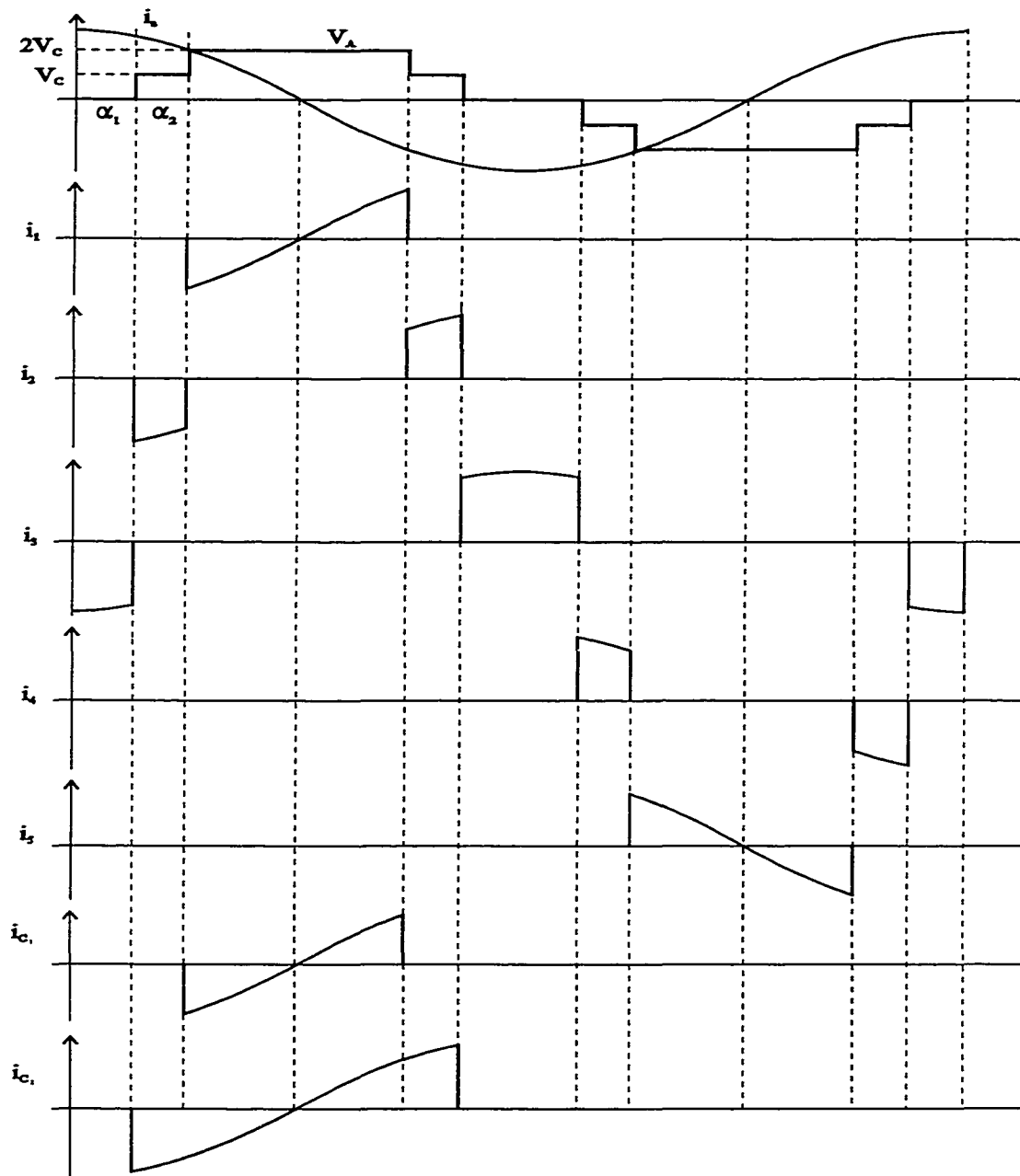


Figure 2.13 Distribution du courant du côté CC d'un convertisseur à cinq niveaux – le courant purement capacitif

2.5 Loi de commande

Les différents types de commandes d'onduleurs à niveau multiples sont applicables. Les différences principales entre eux sont dans le contenu des harmoniques, dans la forme d'ondes de la tension et du courant produit par l'onduleur, tout comme dans la quantité des pertes. Il est connu que les pertes augmentent avec la fréquence de commutation des interrupteurs et elles deviennent plus importantes avec l'augmentation de la puissance d'application. Un avantage de l'onduleur à niveau multiples par rapport à la configuration traditionnelle est l'augmentation de sa tenue en tension, ce qui permet son application dans le domaine de haute tension. Cela indique que la fréquence de la commutation doit rester le plus bas possible, ce qui impose la stratégie de la commande appelée FFM (fundamental frequency switching method). Cette stratégie de commande est utilisée dans la réalisation de ce projet et elle est décrite en détail ci-dessous.

2.5.1 Commande à fréquence fondamentale

La fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur (IGBT) est 60 Hz (fréquence fondamentale) ce qui permet de minimiser des pertes de commutation. Autrement dit, chaque IGBT commute une fois ou deux fois par cycle de 60 Hz, tout dépendant du choix du point neutre. Si le point neutre est en bas du côté CC comme proposé par Lai et al.[2] chaque bras d'un onduleur à cinq niveaux sera utilisé pour produire une moitié d'onde quasi-sinusoïdale à cinq niveaux (figure 2.14). La tension de phase obtenue de cette manière est de cinq niveaux, et pour obtenir une onde sinusoïdale complète, il faut utiliser un deuxième bras de l'onduleur. La commutation d'interrupteurs du deuxième bras de l'onduleur commence à la fin du demi-cycle, et la forme d'onde qu'il produit est la même que celle produite par le premier bras, mais décalée de 180 degrés.

La tension de ligne, qui est la différence entre deux tensions de phase, est une tension en créneau à neuf niveaux (figure 2.15).

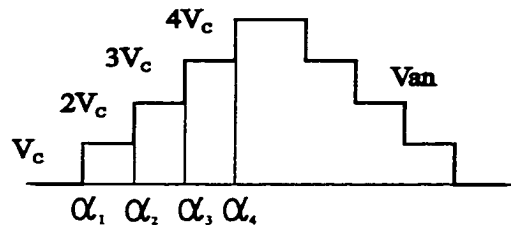


Figure 2.14 Tension de phase

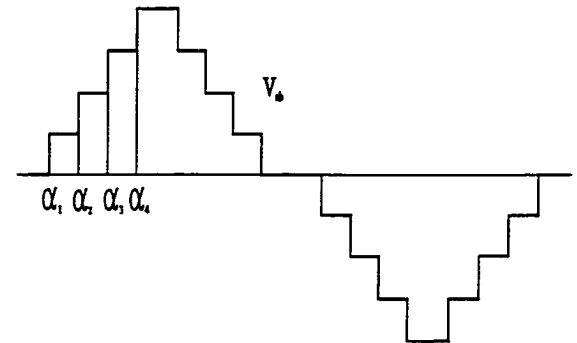


Figure 2.15 Tension de ligne

Mais, finalement, il n'est pas possible de produire une tension sinusoïdale triphasée avec un déphasage de 120 degrés entre les phases. Cela implique que la logique proposée par Lai[2] est plutôt destinée pour un onduleur monophasé à neuf niveaux. Les séquences de fonctionnement pour cette logique sont les suivantes :

- 1) Le niveau de tension $4V_C$: les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 fermés et T'_1 , T'_2 , T'_3 et T'_4 ouverts .
- 2) Le niveau de tension $3V_C$: les interrupteurs T'_1 , T_2 , T_3 et T_4 fermés et T_1 , T'_2 , T'_3 et T'_4 ouverts .
- 3) Le niveau de tension $2V_C$: les interrupteurs T'_1 , T'_2 , T_3 et T_4 fermés et T_1 , T_2 , T'_3 et T'_4 ouverts .
- 4) Le niveau de tension V_C : les interrupteurs T'_1 , T'_2 , T'_3 et T_4 fermés et T_1 , T_2 , T_3 et T'_4 ouverts .

- 5) Le niveau de tension 0 : les interrupteurs T'_1 , T'_2 , T'_3 et T'_4 fermés et T_1 , T_2 , T_3 et T_4 ouverts.

Afin d'avoir une tension triphasée en créneau à cinq niveaux (figure 2.16) avec la même configuration, chaque bras de l'onduleur doit suivre un motif sinusoïdal, indépendant de l'autre bras de l'onduleur. La tension de phase obtenue de cette façon est une tension à cinq niveaux, et la tension de ligne est à neuf niveaux.

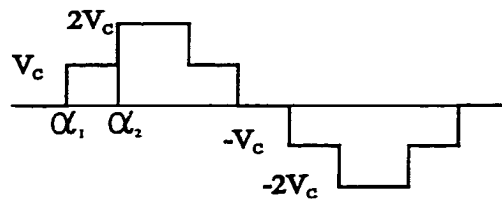


Figure 2.16 Tension à la sortie d'un convertisseur à cinq niveaux

Pour avoir cette forme d'onde, le point neutre doit être choisi au point milieu du côté CC et la loi de commande est donnée par la figure 2.17:

- 1) Le niveau de tension $2V_C$: les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 fermés et T'_1 , T'_2 , T'_3 et T'_4 ouverts .
- 2) Le niveau de tension V_C : les interrupteurs T'_1 , T_2 , T_3 et T_4 fermés et T_1 , T'_2 , T'_3 et T'_4 ouverts.
- 3) Le niveau de tension 0 : les interrupteurs T'_1 , T'_2 , T_3 et T_4 fermés et T_1 , T_2 , T'_3 et T'_4 ouverts.

- 4) Le niveau de tension $-V_C$: les interrupteurs T'_1, T'_2, T'_3 et T_4 fermés et T_1, T_2, T_3 et T'_4 ouverts .
- 5) Le niveau de tension $-2V_C$: les interrupteurs T'_1, T'_2, T'_3 et T'_4 fermés et T_1, T_2, T_3 et T_4 ouverts .

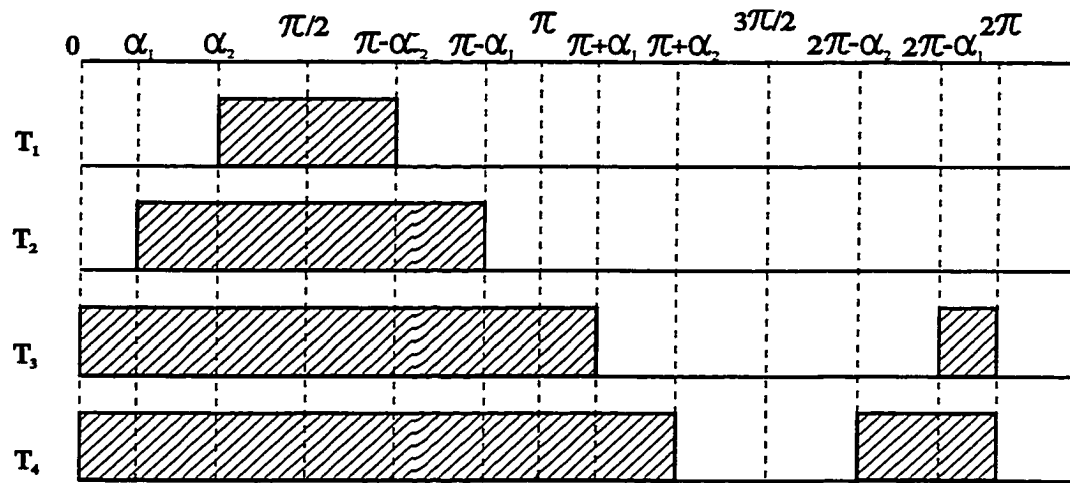


Figure 2.17 Loi de commande

2.5.2 Élimination sélective des harmoniques (SHEM)

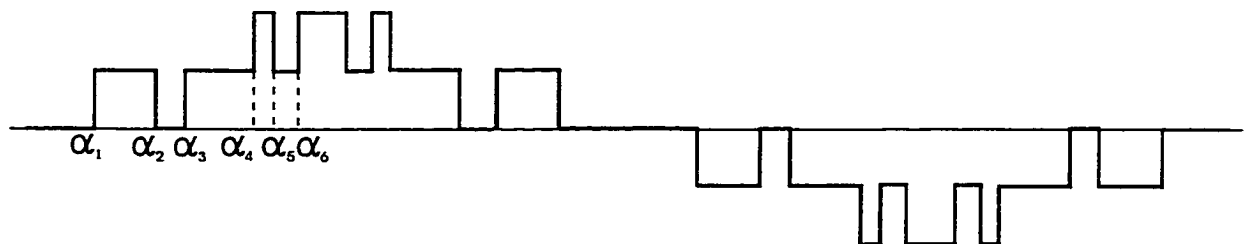


Figure 2.18 Tension de sortie onduleur (SHEM)

La deuxième stratégie de commande est appelée SHEM (selective harmonic elimination). Il s'agit d'introduire des encoches dans la forme d'ondes

de la tension produite par l'onduleur (figure 2.18) ce qui permet l'élimination d'un certain nombre d'harmoniques (tout dépendant du nombre d'encoches introduites).

2.5.3 Commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les deux autres stratégies de commande proposées dans le [5] sont deux types de commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et elles sont nommées SH-PWM (subharmonic PWM) et SFO-PWM (switching frequency optimal PWM). Dans les deux cas, pour un onduleur à N niveaux, le nombre des porteuses requises est $N-1$, et un signal de commande de la fréquence fondamentale est requis. La différence entre ces deux méthodes est dans la disposition des porteuses. Elles sont présentées respectivement à la figure 2.19-a et 2.19-b pour le SH-PWM et le SFO-PWM. Pour de plus amples détails sur ces deux méthodes, voir [5], [13] et [14].

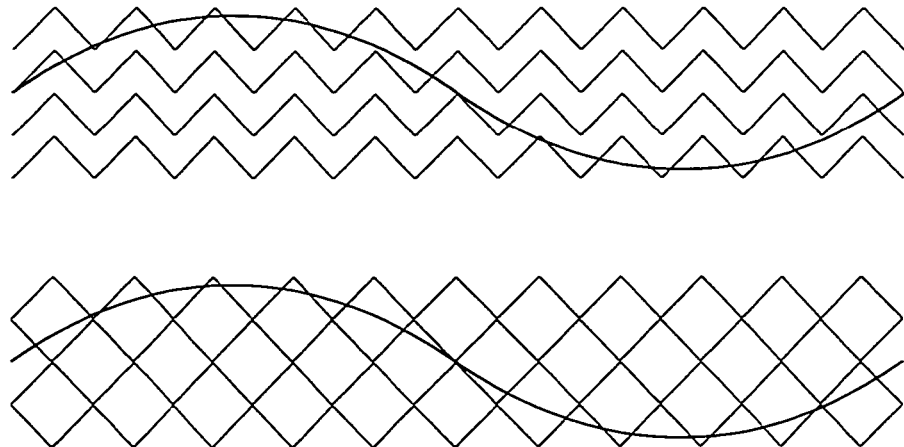


Figure 2.19 Formes d'ondes des porteuses et des signaux de commande pour les deux stratégies MLI

2.6 Optimisation de formes d'ondes (Analyse harmonique)

L'équation générale qui décrit les formes d'ondes d'un onduleur à N niveaux (figure 2.20) est donnée par l'équation 2.10 :

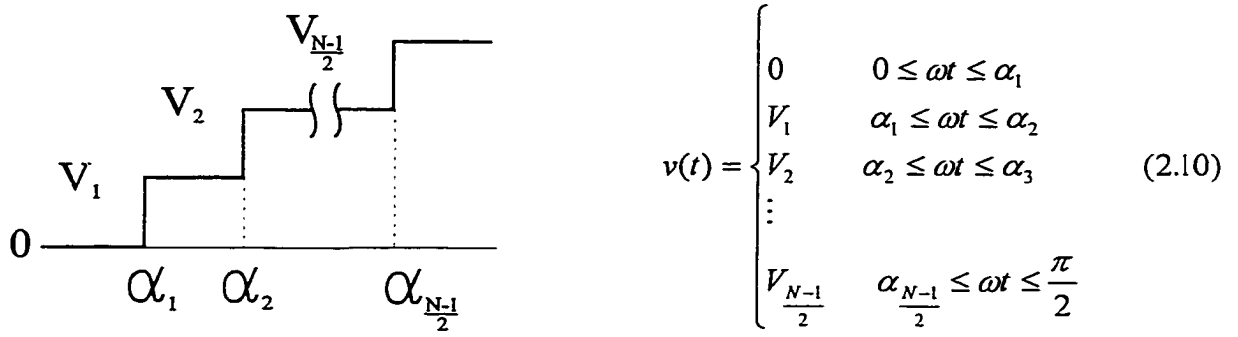


Figure 2.20 Formes d'ondes à N niveaux

On peut voir que cette fonction est périodique (avec le période $T = 1/f$ sec.), définie et continue dans l'intervalle T , à l'exception d'un nombre fini de points, et $V(t)$ est régulière par morceaux dans T , donc elle est décomposable en séries de Fourier (Les conditions de Dirichlet sont satisfaites) . De plus, elle est symétrique (une fonction impaire et elle présente une symétrie de glissement), donc, le développement ne contient que des termes en sinus (des termes impairs) et tous les termes en cosinus sont nuls. Après avoir effectué la décomposition en série de Fourier on obtient l'expression suivante:

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4V_c}{\pi k} \left[\cos k\alpha_1 + \cos k\alpha_2 \cdots \cos k\alpha_{\frac{N-1}{2}} \right] \sin k\omega t \quad k = 2n+1, \quad n \in N \quad (2.11)$$

Cette expression fait apparaître que pour des formes d'ondes à plusieurs niveaux (tension en escalier) on peut voir la disparition d'un certain nombre d'harmoniques. Plus précisément, pour des formes d'ondes à N niveaux on peut éliminer (N-1)/2 harmoniques et tous ses multiples. Pour supprimer (N-1)/2 harmoniques, il faut choisir (N-1)/2 angles α_i . Donc, on peut dire que l'onde résultante d'un onduleur à N niveaux possède (N-1)/2 degrés de liberté.

L'amplitude de la k-eme harmonique est:

$$A_k = \frac{4V_c}{k\pi} \left[\cos k\alpha_1 + \cos k\alpha_2 + \dots + \cos k\alpha_{\frac{N-1}{2}} \right] \quad (2.12)$$

Pour que l'onde résultant de l'onduleur ne contienne pas d'harmoniques 3, 5 ... (N-1)/2 il faut réaliser les condition:

$$\begin{aligned} A_3 &= 0 \\ A_5 &= 0 \\ &\vdots \\ A_{\frac{N-1}{2}} &= 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Autrement dit, il faut solutionner le système d'équations transcendentales suivant:

$$\begin{aligned}
\cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 + \dots + \cos 3\alpha_{\frac{N-1}{2}} &= 0 \\
\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 + \dots + \cos 5\alpha_{\frac{N-1}{2}} &= 0 \\
\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 + \dots + \cos 7\alpha_{\frac{N-1}{2}} &= 0 \\
\vdots & \\
\cos \frac{N-1}{2}\alpha_1 + \cos \frac{N-1}{2}\alpha_2 + \cos \frac{N-1}{2}\alpha_3 + \dots + \cos \frac{N-1}{2}\alpha_{\frac{N-1}{2}} &= 0
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Remarques:

-plus le nombre N de niveaux est élevé, plus on élimine d'harmoniques et plus l'onde résultante obtenue ressemble à une sinusoïde. Dans le cas idéal si N égal infini, l'onde résultante sera sinusoïdale.

-l'optimisation peut se faire en changeant la valeur des tensions V_i ($i = 1, 2 \dots N-1$) aux bornes de condensateurs du côté cc. En général, il faut maintenir ces tensions égales ($V_i = V_C$ ($i = 1, 2 \dots N-1$)).

-l'optimisation est fait "off line"

Dépendent des objectifs et de l'application de l'onduleur, au lieu de supprimer un certain nombre d'harmoniques, il est possible de minimiser la distorsion totale dans les harmoniques (THD - total harmonic distortion) ou d'en maximiser le fondamental. La distorsion totale dans les harmoniques est donnée par:

$$DTH\% = 100 \sqrt{\frac{V_{eff}^2}{V_1^2} - 1} \tag{2.15}$$

V_{eff} - la valeur efficace d'onde résultante

$V_{1\text{eff}}$ - la valeur efficace du fondamental

La valeur efficace du fondamental est donnée par:

$$V_{1\text{eff}}^2 = \frac{8V_C^2}{\pi^2} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_{\frac{N-1}{2}} \right]^2 \quad (2.16)$$

et la valeur efficace de l'onde résultante à la sortie de l'onduleur:

$$V_{\text{eff}}^2 = \frac{2V_C^2}{\pi} \left[\left(\frac{N-1}{2} \right)^2 \frac{\pi}{2} - \alpha_1 - 3\alpha_2 - 5\alpha_3 - 7\alpha_4 \dots + (N-2)\alpha_{\frac{N-1}{2}} \right] \quad (2.17)$$

Donc, il faut minimiser la fonction:

$$f\left(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\frac{N-1}{2}}\right) = \frac{\pi}{4} \frac{\left[\left(\frac{N-1}{2} \right)^2 \frac{\pi}{2} - \alpha_1 - 3\alpha_2 - 5\alpha_3 - 7\alpha_4 \dots + (N-2)\alpha_{\frac{N-1}{2}} \right]}{\left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_{\frac{N-1}{2}} \right]^2} \quad (2.18)$$

avec les contraintes suivantes:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_{\frac{N-1}{2}} \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.19)$$

ou dans le cas de maximisation du fondamental, il faut maximiser la fonction

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\frac{N-1}{2}}) = \frac{4V_c}{\pi} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_{\frac{N-1}{2}} \right] \quad (2.20)$$

avec les contraintes:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_{\frac{N-1}{2}} \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.21)$$

Dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux il y a deux degrés de liberté, donc si on veut minimiser la distorsion totale dans les harmoniques (DTH) il faut minimiser la fonction:

$$f(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{\pi}{4} \frac{(2\pi - \alpha_1 - 3\alpha_2)}{(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)^2} \quad (2.22)$$

avec les conditions suivantes:

$$\begin{aligned} 0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \frac{\pi}{2} \\ f(\alpha_1, \alpha_2) \geq 1 \end{aligned} \quad (2.23)$$

on obtient:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0.2242 \text{ rad.} = 12.845^\circ \\ \alpha_2 &= 0.7301 \text{ rad.} = 41.85^\circ \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} DTH &= \sqrt{f(\alpha_1, \alpha_2) - 1} \\ DTH &= 0.16 = 16\% \end{aligned} \quad (2.25)$$

Donc, la distorsion totale dans les harmoniques (DTH) pour les tensions de phase, dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux, est 16%.

La tension de ligne est donnée par:

$$V_{\text{ligne}} = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \left(\sin(k\omega t) - \sin\left(k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \quad (2.26)$$

Pour la valeur d'angle calculé dans le 2.25, les tensions des lignes sont des formes d'ondes à neuf niveaux (figure 2.21) et DTH = 10.8%. Le même résultat est obtenu dans le cas de maximisation de fondamental. Le contenu des harmoniques dans la tension de phase et de la tension de ligne par rapport au fondamentale est donné dans le tableau 2.1 et dans les figures 2.22 et 2.23.

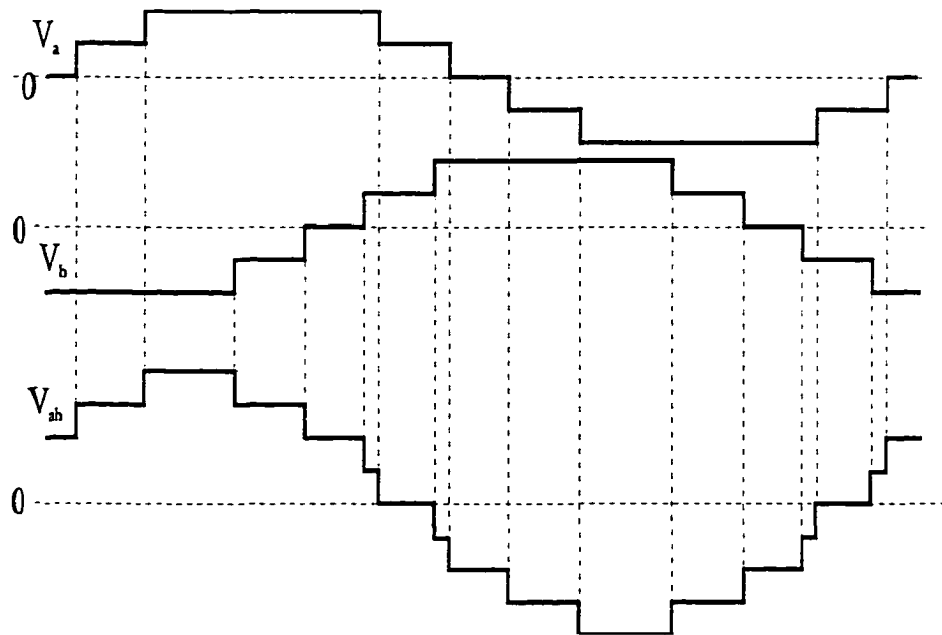


Figure 2.21 Formes d'ondes des tensions de phase et de la tension de ligne

No. harmon.	% de fondamental (tension de phase)	% de fondamental (tension de ligne)
1	100	100
3	3.96	0
5	5.07	4.39
7	3.25	2.81
9	3.45	0
11	4.99	4.32
13	8.81	7.63
15	3.99	0
17	0.7	0.6
19	0.55	0.47
21	2.6	2.6
23	0	0
25	3.68	3.2
27	3.5	0
29	0.6	0.52
DTH[%]	16%	10.8%

Tableau 2.1 contenu des harmoniques dans la tension de phase et de la tension de ligne par rapport au fondamentale

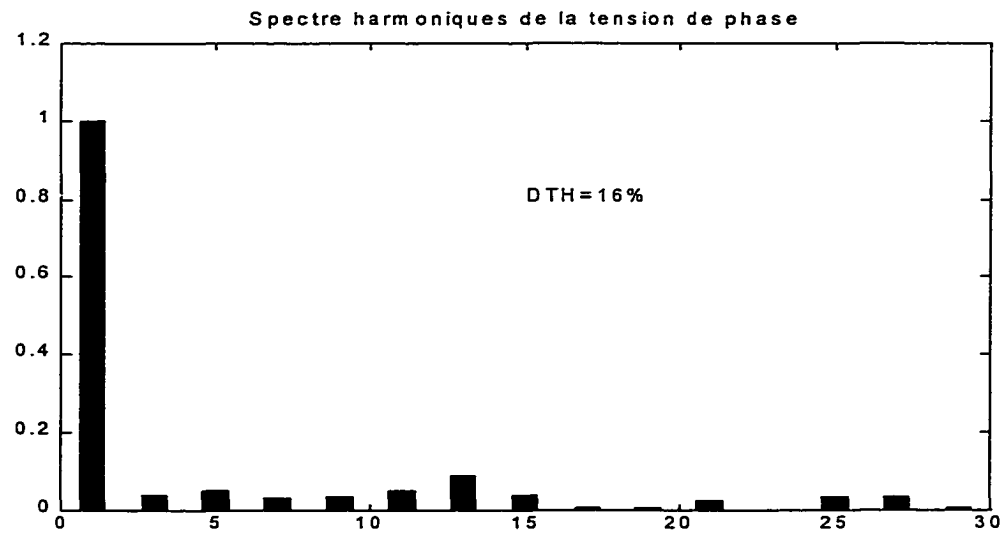


Figure 2.22 Spectre harmoniques de la tension de phase

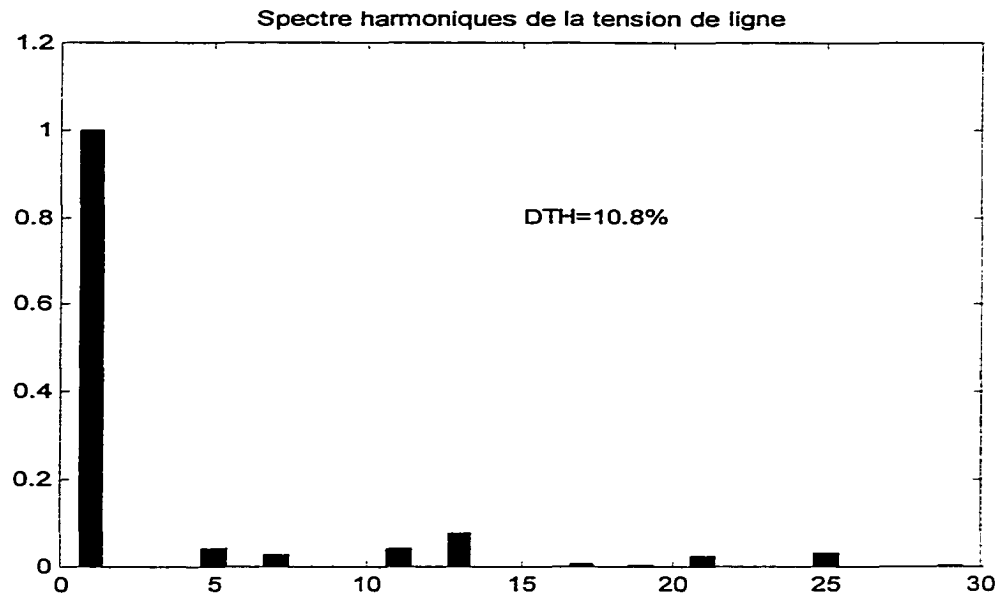


Figure 2.23 Spectre harmoniques de la tension de ligne

Le DTH de courant dépend de la valeur d'impédance équivalent au point de connexion de l'onduleur avec la ligne de transmission. Un de critérium pour le choix d'inductance d'onduleur est la minimisation de DTH de courant.

Il faut souligner que ce n'est pas nécessairement la meilleure solution d'optimiser le DTH. Cette optimisation est faite sans tenir compte du fait que la troisième harmonique et tous ses multiples seront annulés dans le système triphasé. Il est possible d'annuler les deux harmoniques dominantes.

Dans le cas d'un onduleur à cinq niveaux, pour éliminer les deux harmoniques dominantes (cinquième et septième) et tous ses multiples il faut solutionner système d'équation transcendentale:

$$\begin{aligned}\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) &= 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) &= 0\end{aligned}\quad (2.26)$$

La solution de ce système d'équation est multiple et toutes les solutions qui satisfont les conditions 2.27 sont applicables.

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \frac{\pi}{2} \quad (2.27)$$

La solution qui donne DTH minimal est:

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= 5.124^\circ \\ \alpha_2 &= 30.857^\circ\end{aligned}\quad (2.28)$$

$$\begin{aligned}DTH &= \sqrt{f(\alpha_1, \alpha_2) - 1} \\ DTH &= 0.217 = 21.7\%\end{aligned}$$

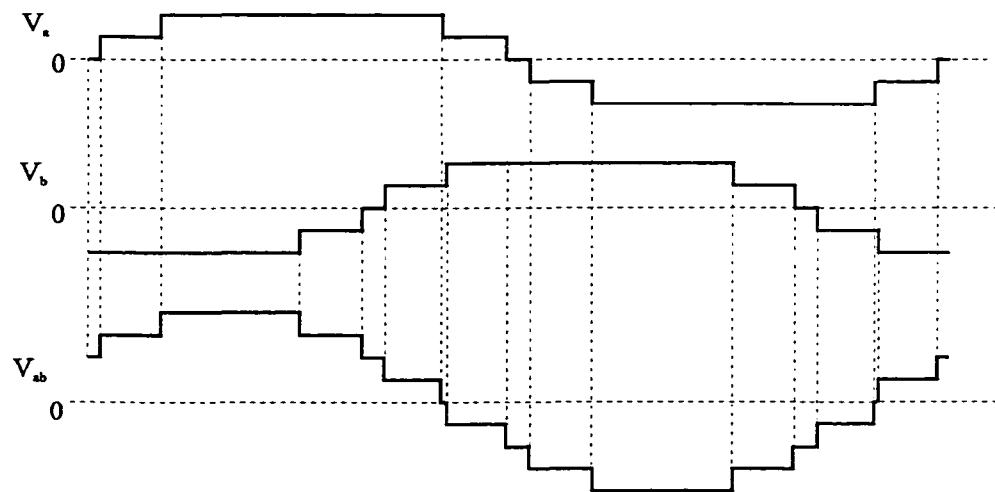


Figure 2.24 Formes d'ondes des tensions de phase et de la tension de ligne

No. harmon.	% de fondamental (tension de phase)	% de fondamental (tension de ligne)
1	100	100
3	16.5	0
5	0	0
7	0	0
9	4.9	0
11	7.28	6.3
13	4.8	4.15
15	0	0
17	2.85	2.4
19	0	0
21	0	0
23	1.2	1.03
25	0	0
27	2.2	0
29	3.4	2.9
DTH[%]	21.7%	8.56%

Tableau 2.2 Contenu des harmoniques dans la tension de phase et dans la tension de ligne

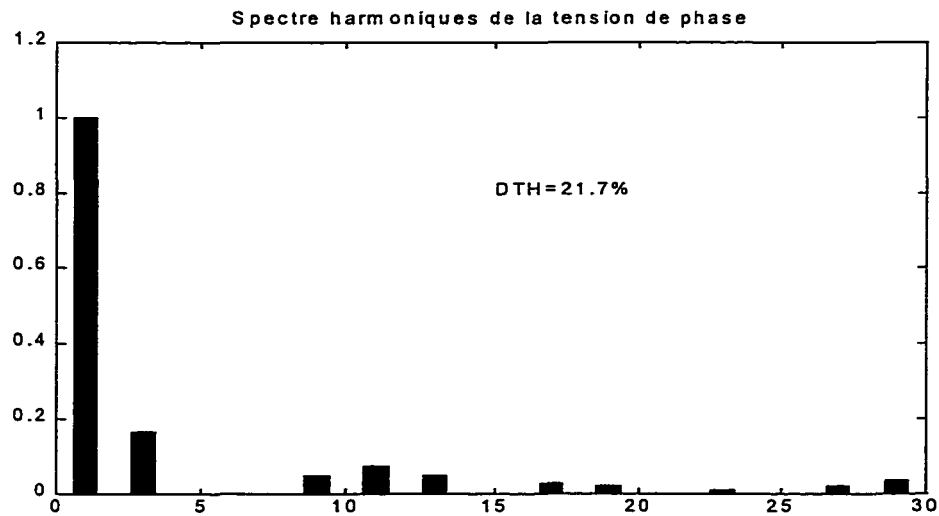


Figure 2.25 Spectre harmoniques de la tension de phase

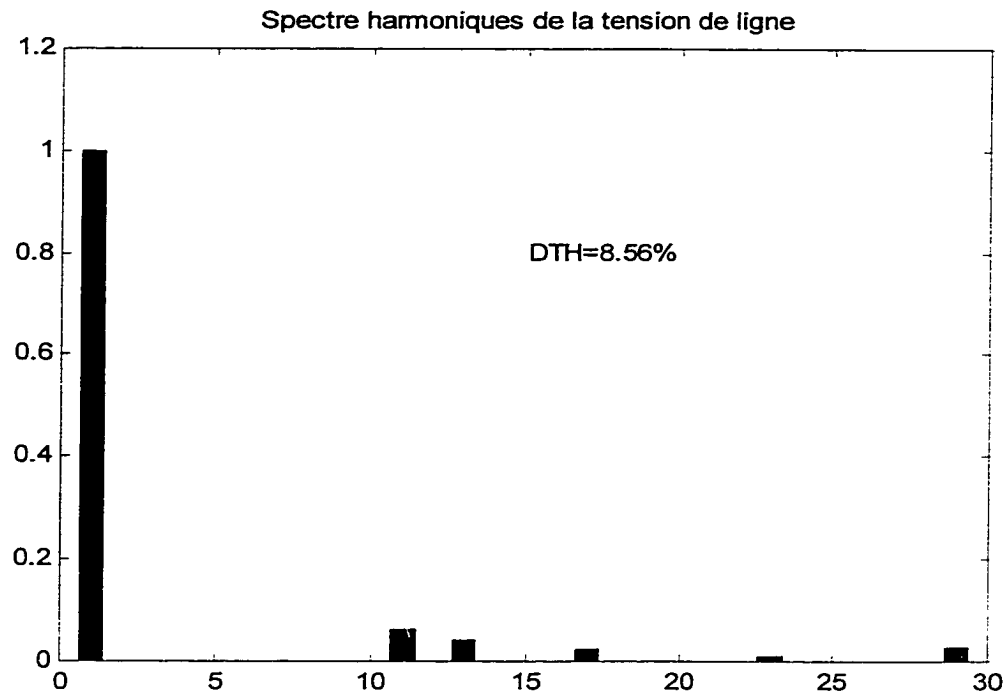


Figure 2.26 Spectre harmoniques de la tension de ligne

Les formes d'ondes des tensions pour ce cas sont données sur la figure 2.24 et le spectre harmoniques dans le tableau 2.2 et sur les figures 2.25 et 2.26.

Donc, le DTH de tension de phase est plus grand que la même pour le cas précédent. Par contre, le DTH de tension de ligne est 8.56%. Les deux tensions de phases et la tension de ligne pour ce cas sont montrées à la figure 2.24. Il faut noter que la valeur efficace de tension dépend fortement des angles α_1 et α_2 . Dans le premier cas (pour $\alpha_1 = 12.8$ et $\alpha_2 = 41.83$) $V_{ab\text{ eff.}}^2 = 7.356V_C^2$ et dans le deuxième cas $V_{ab\text{ eff.}}^2 = 8.47V_C^2$ ou V_C est la tension aux bornes d'un condensateur du cote DC ou autrement dit, la valeur d'un niveau de la tension.

2.7 Avantages et désavantages d'un onduleur à niveaux multiples

Les avantages d'un onduleur à N niveaux par rapport à la structure standard sont les suivants:

- le DTH (distorsion totale dans les harmoniques) est diminué et, si le nombre de niveaux est assez élevé il n'y a pas besoin de filtres
- pour la même tenue en tension, le stress dv/dt sur les interrupteurs principaux est diminué
- la tenue en tension est plus élevée que pour la structure standard, ce qui peut résulter en une élimination du transformateur élévateur entre le côté CA d'onduleur et du réseau
- l'augmentation de tenue en tension peut être effectuée en augmentant le nombre de niveaux et, on peut éviter la connexion en série d'interrupteurs du même niveau
- chaque interrupteur commute deux fois par cycle, ce qui diminue les pertes considérablement

Le désavantage principal de la topologie utilisée est dans la complexité de la construction (le nombre de composantes est très élevé) ce qui résulte en une difficulté de contrôle (par exemple pour un onduleur à cinq niveaux, triphasé, il faut contrôler 24 interrupteurs). Le deuxième problème est la débalance de tension aux condensateurs du côté CC.

2.8 Conclusion

Le convertisseur à niveaux multiples de la topologie « calée par diodes » est présenté en détail dans ce chapitre. Cette topologie est déduite de la topologie de base d'un convertisseur CC/CA. Les commutations du courant dans le convertisseur sont démontrées graphiquement pour différents angles de déphasage. Les différentes techniques de commande d'un tel convertisseur sont mentionnées et, il est démontré que le problème du balancement de la tension aux bornes des condensateurs du côté CC dépend exclusivement des valeurs choisies des angles d'amorçage des transistors. La forme d'onde de la tension de phase à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux est optimisée afin de diminuer le DTH. Les résultats obtenus permettent de constater que DTH peut être diminué considérablement (16 % pour la tension de phase et 8.5 % pour la tension de ligne d'un onduleur à cinq niveaux). En dépit de cela, il est recommandé d'augmenter le nombre de niveaux à sept pour satisfaire les critères imposés par des standards nationaux ou d'utiliser plusieurs modules en parallèles [29].

CHAPITRE 3

IMPLANTATION D'UN ONDULEUR A NIVEAUX MULTIPLES ET SON APPLICATION DANS LA COMPENSATION DE LA PUISSANCE REACTIVE

3.1 Introduction

Dans ce chapitre le développement d'un convertisseur à cinq niveaux est décrit en détail. La construction de tous les circuits nécessaires pour son fonctionnement, comme le choix de composantes utilisées pour sa réalisation sont expliqués et justifiés.

3.2 Montage en blocs du compensateur

La figure 3.1 présente le schéma synoptique d'un compensateur statique avancé (ASVC) avec les circuits nécessaires pour son fonctionnement. Il est couplé avec le réseau via un disjoncteur et une inductance. Le bloc constitutif principal de ce compensateur est un onduleur à cinq niveaux. L'onduleur comprend le circuit de puissance, le circuit d'attaque de gâchette et le circuit de commande. Le circuit de commande est isolé du circuit de puissance à l'aide d'isolateurs optiques. La tension triphasée du réseau est mesurée, elle est filtrée dans le module de conditionnement de tension afin de déterminer correctement son passage par zéro et de synchroniser l'onduleur avec le réseau. A la suite de ce chapitre chacun de ces circuits est discuté plus amplement.

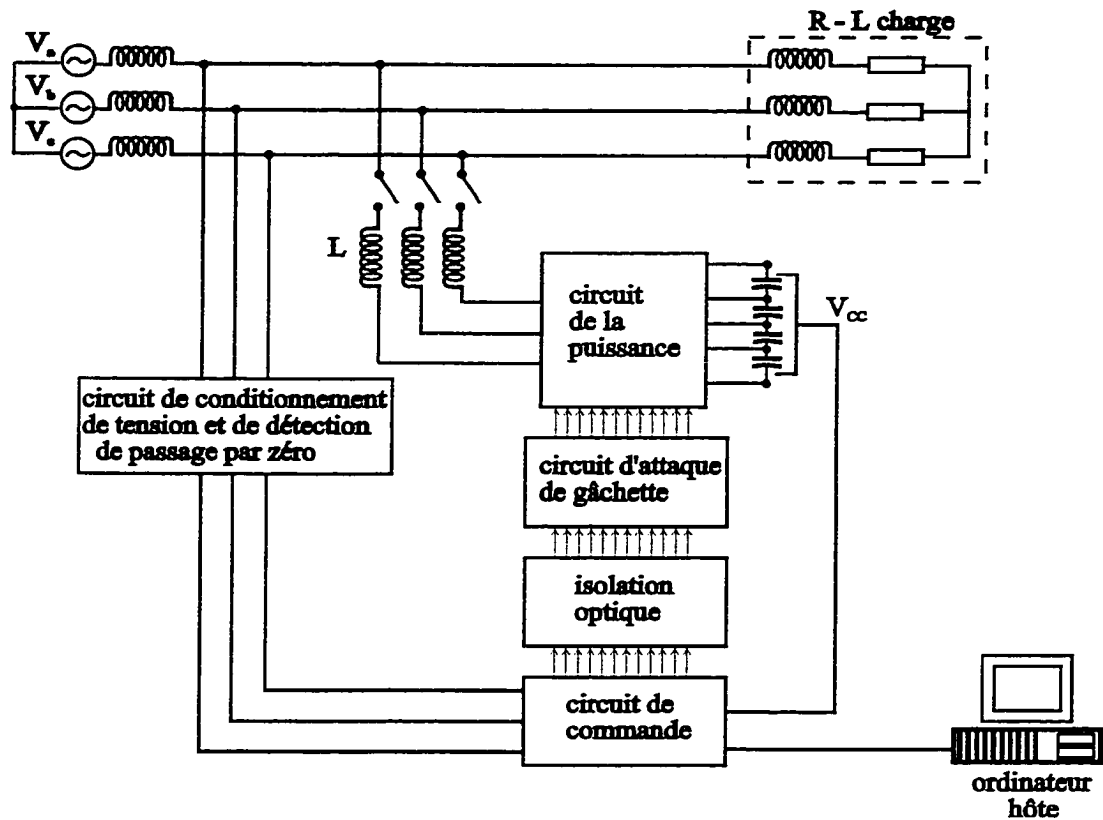


Figure 3.1 Schéma synoptique d'un compensateur

3.3 Circuit de puissance

Le schéma du circuit de puissance d'un onduleur à cinq niveaux est donné dans la figure 3.2. Pour un bras d'onduleur à N niveaux, il faut $(N-1) \times 2$ interrupteurs principaux. Donc, pour trois phases il faut $(N-1) \times 6$ interrupteurs principaux. Par exemple, pour un onduleur triphasé à cinq niveaux le nombre des interrupteurs principaux est 24, pour un onduleur triphasé à sept niveaux ce nombre monte à 36 etc. Chacun parmi

ces interrupteurs en état de blocage supporte un stress de la tension égale à V_c , ou V_c est la valeur de la tension aux bornes d'un des condensateurs qui forme la côté CC. Autrement dit, le stress de la tension imposé à un interrupteur est limité à un niveau de la tension. Le nombre de diodes de calage est $(N-2) \times 2$ par phase, où $(N-2) \times (N-1)$ si les diodes sont de même tenu en tension et mise en série (voir chapitre II).

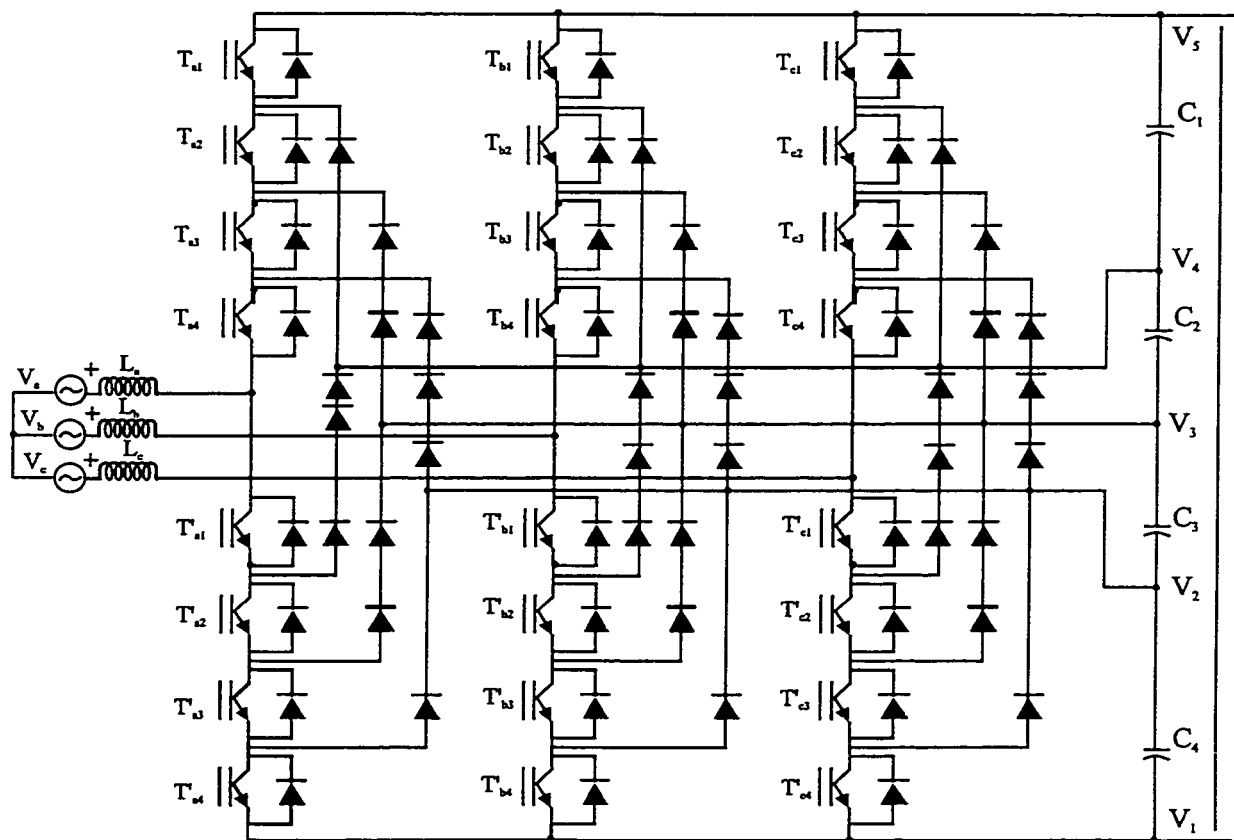


Figure 3.2 Circuit de puissance d'un onduleur à cinq niveaux de la topologie « calée par diodes »

3.3.1 Choix des interrupteurs

Les interrupteurs de choix pour les applications industrielles dans le domaine de haute tension sont les GTO (« Gate turn-off thyristors ») à cause de son tenu en tension et son tenu en courant (présentement les GTO de 6000 V et 6000 A sont disponibles). Malheureusement, à cause de la difficulté d'amorçage, des pertes élevées et du besoin de protection constante contre la surintensité, ils ne sont pas choisis dans ce projet.

Les interrupteurs réels choisis pour la construction du circuit de la puissance sont des transistors IGBT (« Insulated Gate Bipolar Transistor ») de quatrième génération. Ils sont choisis à cause de ses caractéristiques suivant:

- la facilité d'amorçage
- l'aire de sécurité (SOE - Safe Operating Areas) très robuste
- le temps de fermeture et d'ouverture d'IGBT peut être contrôlé par le courant de la grille en additionnant une résistance bien calibrée en série avec la grille.
- la bonne tenue en tension et en courant (meilleure que pour le MOS)
- la caractéristique de conduction est supérieure à celle d'un MOS et elle ne varie pas beaucoup avec la température
- haute vitesse de commutation
- Le besoin pour le circuit d'aide à la commutation est minimal (pour la fermeture comme pour l'ouverture)
- la bonne tenue en valeur crête du courant (en régime impulsif)

La figure 3.3 montre les courbes typiques de commutation du courant et de la tension pour un IGBT.

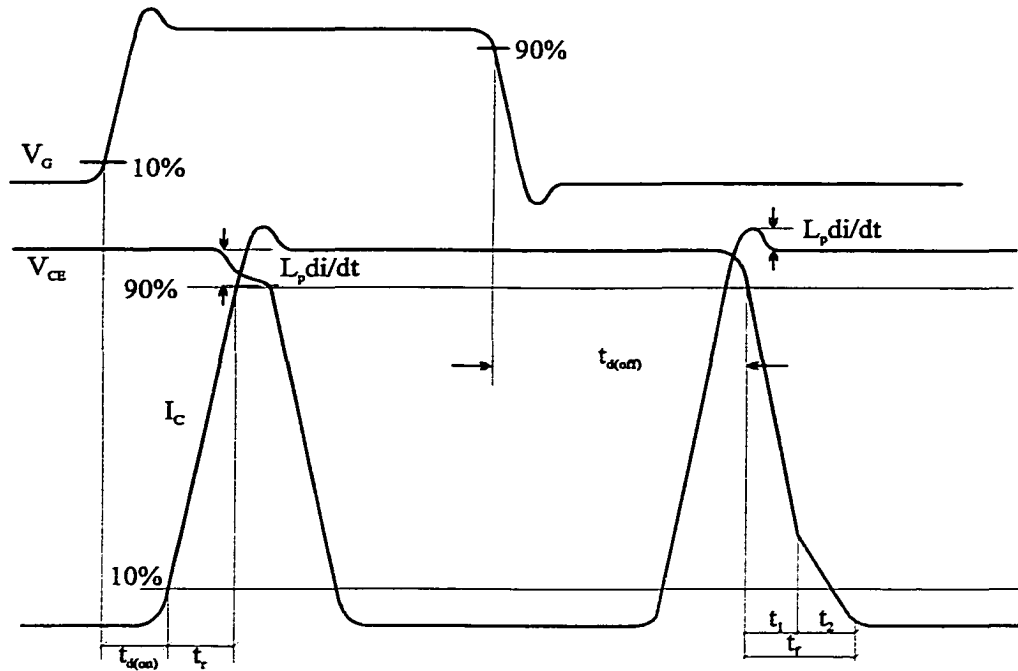


Figure 3.3 Courbes de commutation du courant et de la tension dans un IGBT

Les courbes de commutation démontrent que la surtension apparaît pendant l'ouverture d'un IGBT. Cette surtension est la conséquence d'inductances parasites dans le circuit. La tension instantanée entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor est :

$$v_{CE}(t) = V_C - L_p \frac{di_C}{dt} \quad (3.1)$$

où:

v_{CE} - la tension instantanée pendant la commutation de transistor

V_C - la stress de la tension en régime permanent

L_p - l'inductance parasite

Pendant l'ouverture d'une IGBT le gradient de courant di_C/dt est négatif, donc si le temps d'ouverture est très rapide et si la valeur d'inductance parasite est élevée ça créera la surtension qui peut détruire le transistor. Afin de protéger les interrupteurs contre une telle surtension, et d'empêcher son endommagement ils sont chacun protégés par un VMO chacune (varistore à métal-oxyde). Les VMOs son mis en parallèle avec les transistors.

La fermeture d'IGBT est similaire comme celle d'un MOSFET et elle est caractérisée par les temps t_d et t_r :

- t_d le temps de retard à la croissance du courant de collecteur
- t_r le temps de croissance du courant de collecteur

L'ouverture est plus lente et elle est divisée en trois intervalles:

- la premier intervalle qui est caractérisée par le temps t_d (temps du délai pendant lequel la tension V_{GE} diminue à la valeur nécessaire dite la valeur de seuil pour que le courant du collecteur commence à baisser.
- le deuxième intervalle qui est de durée t_1 et qui correspond à la fermeture de la section MOS du IGBT et qui est caractérisée par la baisse du courant rapide
- le troisième intervalle de durée t_2 due à la charge stockée dans le n- région et qu'elle faut récupérer.

Pendant la fermeture d'un IGBT, le courant de charge commute de la diode en antiparallèle à l'IGBT. Ca veux dire que pendant cette période de transition, l'IGBT doit supporter le courant de charge plus le courant de diode (le courant de recouvrement inverse). Le temps d'interruption, di/dt et dv/dt est possible à ajuster par le circuit de la grille.

Les IGBTs utilisés pour cette application sont des IRG4BC30D de « International Rectifier ». Ils possèdent une diode interne montée en antiparallèle et, ils sont optimisés pour les pertes de conduction. La majorité des pertes dans cette application sont des pertes de conduction (ce qui dépend de la stratégie de modulation), ce qui justifie le choix. La valeur maximale de la tension collecteur-émetteur $V_{CE} = 600$ V, et le courant du collecteur I_C est limité à 23 A pour la température 25 C et à 12 A pour la température de 100 C. Les détails plus amples sur IRG4BC30D sont donnés dans le référence [17]

3.3.2 Circuit d'aide à la commutation

L'aire de sécurité statique (SOE) d'un IGBT est très robuste, l'aire de sécurité en polarisation directe (FBSOA) comme l'aire de sécurité en polarisation inverse (RBSOA), sont presque carrées, ce qui minimise la nécessité d'un circuit d'aide à la commutation. Quand même, il faut protéger un IGBT contre la surtension et contre des changements de tension dv/dt . Afin d'empêcher les pointes de tension et d'endommager les IGBTs, un VOM (varistor à métal-oxide) est mis en parallèle avec chaque IGBT.

3.3.3 Circuit d'aide à l'ouverture

Chaque cellule de commutation est munie d'un R-C circuit qui freine la croissance de la tension aux bornes du condensateur V_{CE} . La valeur du condensateur est calculée d'après [16]. La croissance de courant i_C dans le condensateur est supposée être linéaire ce qui est une approximation valide.

Dans le moment d'ouverture d'IGBT le courant qui le traverse commence à décroître avec la taux de décroissance:

$$i_T(t) = I \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) \quad (3.2)$$

et en même temps le courant de condensateur se met à croître avec le taux de croissance:

$$i_C(t) = I \frac{t}{t_f} \quad 0 < t < t_f \quad (3.3)$$

ce qui donne la tension aux bornes de condensateur:

$$V_C = V_{CE} = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = \frac{It^2}{2Ct_f} \quad (3.4)$$

d'où il est possible déduire la valeur limite du condensateur:

$$C_s = \frac{It_f}{2V_C} \quad (3.5)$$

Si la valeur du condensateur C_s du circuit de l'aide à l'ouverture est égale à la valeur calculée dans l'équation 3.5 , la tension aux bornes du condensateur, donc entre la collecteur et l'emetteur de transistor atteint la valeur V_C et en même temps le courant s'annule. Autrement dit, en temps $t = t_f$ la tension devien V_C , et le courant en passant l'IGBT devient zéro en $t = t_f$.

L'énergie stockée dans le condensateur est:

$$W_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (3.6)$$

Au lieu de dissiper cette énergie dans le transistor, elle est emmagasinée dans le condensateur et dissipée dans la résistance qui est mise en série avec le condensateur. Pour le calcul de cette résistance, il faut tenir compte que le courante crête de décharge de condensateur ne doit pas dépasser le courant de recouvrement de la diode en antiparallèle. Habituellement, ce courant est limité à 20% du courant nominal du transistor ou plus petit.

$$\frac{V_c}{R} = 0.2I \quad (3.7)$$

Le deuxième critère pour le choix de la résistance est le temps de déchargement du condensateur. La condensateur décharge avec la constante de temps:

$$\tau_c = RC \quad (3.8)$$

et la tension instantanée aux bornes du condensateur est:

$$v_c(t) = V_c e^{-t/\tau_c} \quad (3.9)$$

Pour décharger le condensateur à la valeur de $0.1V_c$ il faut que:

$$t_{on} > 2.3RC \quad (3.10)$$

3.4 Circuit d'attaque de gâchette

Les signaux de contrôle du onduleurs sont fournis par un PSN (« processeur de signal numérique »). Ces signaux ne peuvent pas amorcer les IGBT parce que leur magnitude n'est pas assez élevée. Le circuit d'attaque de gâchette joue un rôle d'intermédiaire qui permet l'amorçage d'un interrupteur en fournissant un courant suffisamment fort pour son déclenchement. La caractéristique V_{GE} (tension grille-émetteur) versus Q_G (charge de grille) qui représente la caractéristique d'amorçage est fournie par le producteur.

La figure 3.4 présente le circuit d'attaque de gâchette d'un IGBT. Afin d'isoler le circuit de commande du circuit de puissance, un optocoupleur (6N136) est utilisé pour chaque transistor et il est placé entre le « buffer » et le circuit d'attaque de gâchette. Les portes logiques AND sont utilisées comme les « buffer » (on ne les voit pas à la figure 3.4) à la sortie du PSN.

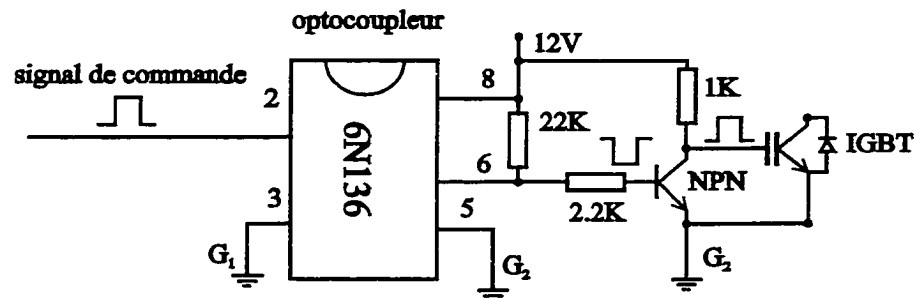


Figure 3.4 Circuit d'attaque de gâchette d'un IGBT

Le signal de commande passe par la diode électroluminescente dans l'optocoupleur et déclenche le transistor dans l'optocoupleur. Pendant que le transistor

Le transformateur T_1 est un transformateur de tension 110/15 V qui permetent de ramener la tension de phase à la valeur acceptable. Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension. Si la tension à la sortie du transformateur est V_1 et la tension aux bornes de la résistance R_2 est V_2 on peut écrire:

$$V_2 = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.11)$$

Les valeurs de résistance sont:

$$R_1 = 56 \text{ K}$$

$$R_2 = 560 \text{ ohm}$$

ce qui donne:

$$V_2 = \frac{V_1}{10} \quad (3.12)$$

La deuxième étage est constitué de l'amplificateur opérationnel TL081 en configuration non-inversante(fig.3.6). Le gain en tension est:

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.13)$$

où:

V_2 – amplitude de la tension à la sortie d'amplificateur

V_1 – amplitude de la tension à l'entrée de la deuxième étage (la tension à la sortie de diviseur de tension)

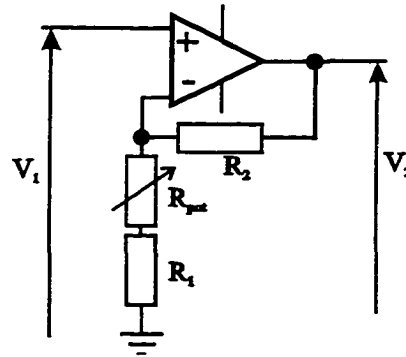


Figure 3.6 Amplificateur opérationnel en configuration non-inversante

Soit i le courant qui circule dans les résistances R_1 , R_{pot} , et R_2 , on peut écrire:

$$\frac{V_1 - V_2}{R_2} = \frac{V_1}{R_1 + R_{pot}} \quad (3.14)$$

d'où on peut déduire:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_{pot}} \quad (3.15)$$

les valeurs des résistances sont choisies:

$$R_1 = 5.1K$$

$$R_2 = 11K$$

$$0 < R_{pot} < 10K$$

donc, le gain est ajustable par la résistance variable et il est: $1.73 < A_v < 3.15$

Le troisième étage est un filtre passe-bande du second ordre (structure de Rauch). La figure 4.7 représente son structure. En posant l'équation pour les tension et les courants on obtient la fonction de transfert du circuit.

$$V_3(p) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + pC_2 + pC_1 \right) - V_2(p)pC_1 - V_1(p)\frac{1}{R_1} = 0 \quad (3.16)$$

$$V_3(p)pC_2 + \frac{V_2(p)}{R_3} = 0 \quad (3.17)$$

La manipulation des deux équations précédents nous conduit à la fonction de transfert:

$$H(p) = \frac{V_2(p)}{V_1(p)} = \frac{-p \frac{1}{R_1 C_1}}{p^2 + p \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (3.18)$$

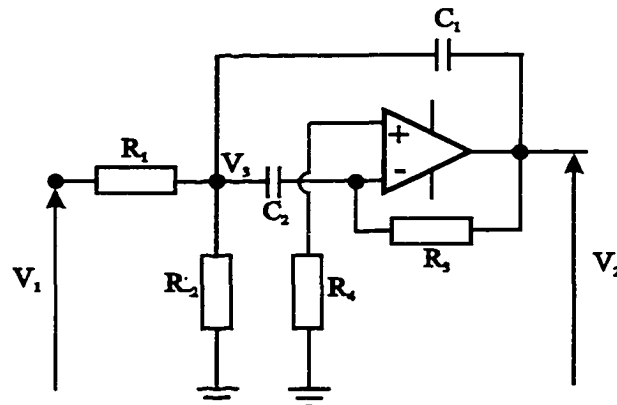


Figure 3.7 Filtre passe-bande

Donc, c'est la forme standard:

$$H(p) = \frac{Kp}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (3.19)$$

où:

ω_0 – fréquence centrale

Q – facteur de qualité

De la dernière équation on peut déduire la valeur du facteur de qualité:

$$Q = \frac{1}{R_3(C_1 + C_2)} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)C_1C_2}{R_1R_2R_3}} \quad (3.20)$$

et en sachant que:

$$B = \frac{\omega_0}{Q} \quad (3.21)$$

où B – largeur de bande

on peut déduire les fréquences des coupeurs comme:

$$\begin{aligned} \omega_{C1} &= \omega_0 - \frac{B}{2} \\ \omega_{C2} &= \omega_0 + \frac{B}{2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

En faisant le choix des résistances et condensateurs:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 24k\Omega \\
 R_2 &= 33k\Omega \\
 R_3 &= 47k\Omega \\
 C_1 &= C_2 = 0.1\mu F
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

on obtient:

$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= 391 \text{ rad/sec} \\
 f_0 &= 62.3 \text{ Hz}
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

et

$$\begin{aligned}
 B &= 425.5 \text{ rad/sec} \\
 B &= 67.7 \text{ Hz}
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

Le dernier étage est étage du “buffer” ou du séparateur de gain unité. Ses caractéristiques principales sont:

- 1) gain unité
- 2) impédance d’entrée très grande
- 3) impédance de sortie très faible

Son rôle principale est la protection de DSP.

Le détection de passage par zéro de la tension de phase est effectuée à l’aide d’un circuit 74121 (multivibrateur monostable) figure 3.8

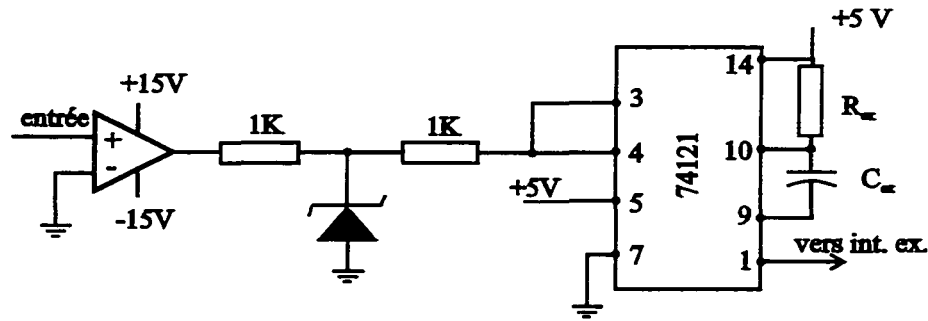


Figure 3.8 Circuit pour détection de passage par zéro

Après avoir réalisé le conditionnement de la tension de phase (pour éviter le faux passage par zéro), le signal de la sortie du multivibrateur monostable est amené à l'entrée du PSN où il est utilisé pour le déclenchement du vecteur d'interruption externe. L'entrée du vecteur d'interruption est sensible au flanc arrière du signal qui provient du multivibrateur monostable. La largeur des impulsions est ajustée à la valeur suffisante pour le déclenchement du vecteur d'interruption. L'ajustement est fait par R_{ex} et C_{ex} (figure 3.8) et, la largeur des impulsions est donnée par l'équation :

$$t=0.7R_{ec} C_{ex} \quad (3.26)$$

3.6 Circuit de contrôle d'onduleur

Le contrôle de l'onduleur s'effectue à l'aide du système de développement MX31. Ce système est basé sur le processeur de signal numérique (PSN) TMS320C31 de Texas Instruments. Le système est conçu pour les applications intégrées, il possède une plaquette maîtresse et quatre plaquettes complémentaires (quatre AIO-12/2 pour entrée-sortie analogue). Les programmes qui sont écrits en langage ANSI C ou en langage assembleur du processeur de signal numérique (PSN) TMS320C31 peuvent être compilés et exécutés dans ce système. Le compilateur ANSI C TMS320 point flottant de Texas Instruments avec une librairie de fonction est fourni par le fabricant et il est installé dans l'ordinateur hôte. Chaque application est compilée à l'aide d'ordinateur hôte et sa version exécutable est chargée dans le système de développement. Les étapes de réalisation d'un programme sont: compilation, assemblage et liaison. Chacune de ces étapes peut être effectuée séparément ou en une seule commande. Les différentes options pour la compilation et la liaison sont disponibles. Pour plus de détails sur la compilation et la liaison voir la référence [11].

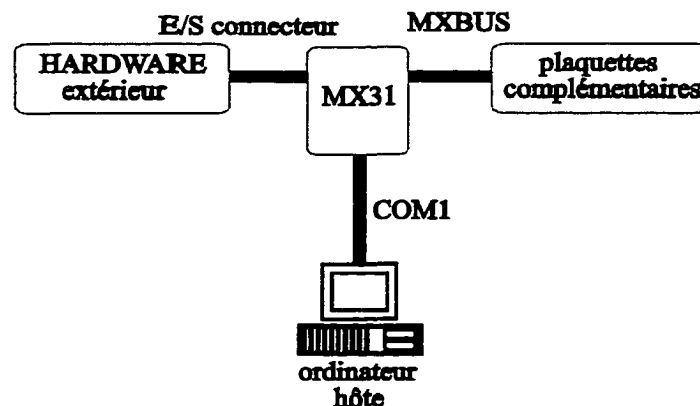


Figure 3.9 Interface extérieure du système MX31

La figure 3.9 présente l'interface extérieur du système MX31 et le panneau avec les connecteur est montré dans la figure 3.10.

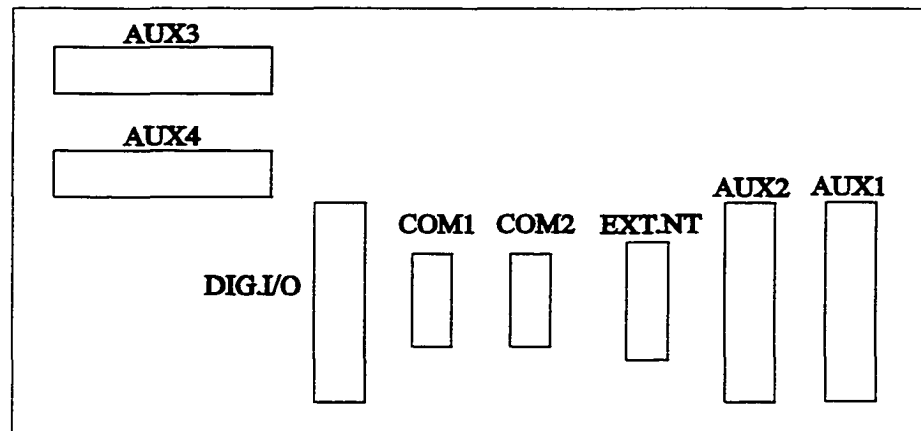


Figure 3.10 Panneau avec les connecteurs d'un système MX31

Les com1 et com2 sont des connecteurs à neuf broches équipés pour la connexion directe avec IBM PC porte en série (pour la communication avec l'hôte). Le connecteur "digital I/O" (25 broches) permet accès aux deux huit bites parallèles digitales E/S portes dans le MX31 plaquette maîtresse. Ces deux portes peuvent être configurées pour l'entrée ou pour la sortie à l'aide du logiciel. Les quatre connecteurs AUX1-4, chacun de 25 broches, permettent l'entré analogue dans le système. Tous les périphériques sont "memory mapped", donc accessibles directement via son adresse. Le connecteur "ext.int" (fig.4.10) permet l'accès aux vecteur d'interruption externes.

Le cœur du système MX31 est le processeur TMS320C31. Ses caractéristiques techniques sont :

- cycle d'instruction de 60 ns
- 33.3 MFLOPS
- 16.7 MIPS
- un bus de données de 32 bits et un bus d'adresses de 24 bits
- deux compteurs programmables de 32 bits

- quatre sources d'interruption extérieures dont trois disponibles à utilisateur

3.6.1 Entrée - sortie digitale

L'attribution des broches pour le connecteur "entrée – sortie digitale" est montrée à la figure 3.11

Pour cette application particulière il faut contrôler vingt quatre IGBT, (huit IGBT par phase d'onduleur), dont douze indépendants. L'autre douzaine est le complément de la première douzaine et elles sont connectées par la logique inverse. Ce qui implique que le nombre de sorties du système de contrôle est diminué de vingt quatre à douze. Dans ce cas, le "temps mort" doit être ajouté par les circuits additionnels.

Évidemment, le nombre maximal de signaux de contrôle qui peut être écrit dans deux huit bites digitales ports est seize.

Chacuns des deux portes peut être configurée soit pour l'entrée soit pour la sortie, tout dépendant de la particularité d'application. La configuration peut s'effectuer en adressant directement "control word register" en utilisant la fonction de ANSI C "void outp(int port, int word)" ou avec la fonction fournie par la librairie parallel.c qui contient les fonctions pour le contrôle et pour la configuration des portes parallèles.

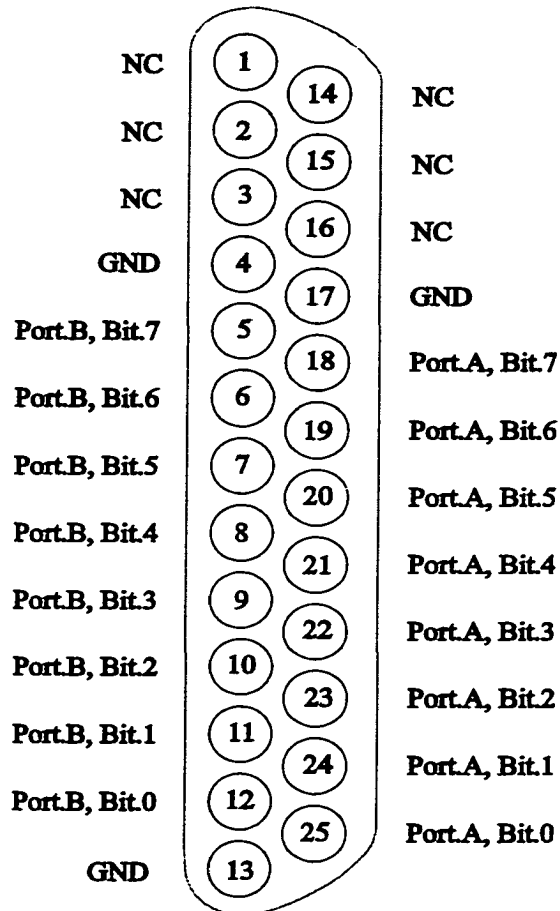


Figure 3.11 Attribution de broches pour le connecteur « entrée-sortie digitale »

Afin de configurer les deux ports pour la sortie, la syntaxe suivante est applicable:

```
void outp(0x40033, 0x88)
```

où: 0x40033 est l'adresse de "control word register" et 0x88 est la valeur de "control word".

La fonction “Init_82C55A_Mode” permet la même action, donc elle aussi configure le mode de fonctionnement d’une porte parallèle 82C55A sur la MX31. La syntaxe de fonction est:

```
int Init_82C55A_Mode( char mode )
```

Cette fonction initialise les 82C55 portes. L’argument de fonction spécifie la configuration des portes. Les valeurs valides pour le mode sont:

AOUT_BOUT (0) – Les portes A et B pour le sortie

AOUT_BIN (1) – La porte A pour la sortie et la porte B pour l’entre

AIN_BOUT (2) - La porte A pour l’entre et la porte B pour sortie

AIN_BIN (3) – Les portes A et B pour l’entre

PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0
0	0	0	0	0	1	1	1

Figure 3.12 Une combinaison de bits

Chaque bit d’un des deux ports peut être mis à l’état élevé/bas par la fonction

```
“void outp( int port, int word )”
```

S’il faut écrire sur le port A la combinaison de la figure 3.12, la syntaxe est la suivante:

```
void outp(0x40030,0x07)
```

où 0x40030 est l'adresse du port A et la valeur de mot en hexadécimale.

Aussi la fonction "Write_82C55A" de fichier "parallel.c" qui est fourni avec le compilateur, permet écriture dans une des deux 82C55A port à huit bites. Sa syntaxe est:

```
int Write_82C55A( char port, unsigned int value )
```

où les valeurs valides pour la port sont PORT_A et PORT_B tout dépendant du port sur laquelle on veut écrire. La fonction retourne un si l'écriture est complétée avec succès ou zéro dans le cas d'erreur.

La deuxième valeur dans l'argument de la fonction "Write_82C55A" est une valeur entière qui dépend de la broche du port qui est adressée. La figure 3.13 montre l'attribution des bites pour le porte A.

PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0
BIT7	BIT6	BIT5	BIT4	BIT3	BIT2	BIT1	BIT0

Figure 3.13 Attribution des bites pour le porte A.

La valeur du deuxième argument de la fonction "Write_82C55A" est déterminée en traduisant la combinaison de broches à adresser du système binaire au système décimale. Pour adresser des broches PA0, PA2, PA4 et PA5 de porte A (figure 3.14), la valeur d'argument "value" dans la fonction "Write_82C55A" est:

$$\text{value} = 2^0 + 2^2 + 2^4 + 2^5 = 53$$

PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0
0	0	1	1	0	1	0	1

Figure 3.14 Une combinaison de bits

Le code source pour cet exemple est:

```
#include "mx31_dev.h"
#include "parallele.h"

/* Configure les deux portes pour la sortie */
Init_82C55A_Mode( AOUT_BOUT );

/* Adresse les broches 0, 2, 4 et 5 de la port A*/
Write_82C55A( PORT_A, 53 );
```

Les prototypes des ces fonction se trouvent dans le fichier « parallel.c ».

3.6.2 Entrée – sortie analogue

Les plaquettes complémentaires pour entrée/sortie analogue (AIO-12/2) sont reliés à la plaquette maîtresse via un connecteur MXBUS et chaque plaquette fournie au système deux canaux de 12 bits pour entrée/sortie analogue. Le nombre maximal de plaquettes qui peut être installé est de quatre, ce qui donne huit entrée/sortie analogues. Les caractéristiques de chaque AIO-12/2 sont:

- précision de 12 bits
- le taux de conversion maximal de 100 kHz
- amplificateur de signaux qui peut être configuré (le gain ajustable, mais plus grand que 1)
- filtre passe-bas d'ordre quatre
- maximum de 10 V de signaux d'entrées
- générateur d'impulsions de déclenchement configurable
- vecteur d'interruption configurable

Le système d'entrée analogue possède deux convertisseurs A/D chacun de type AD7870. Le taux de conversion maximale est 100 kHz et, étant donné qu'il n'y a pas de multiplexage, ce taux de conversion ne dépend pas du nombre de canaux utilisés. Chaque canal possède un amplificateur avec le gain ajustable par l'utilisateur. Le gain minimal est de 1, il peut s'ajuster en ajoutant une résistance extérieure. La valeur de la résistance qui permet le gain désiré est:

$$R=49.4K/(G-1) \quad (3.27)$$

L'entrée ne peut pas dépasser 10 V. L'offset de l'entrée est ajustable par les deux potentiomètres. Tous les périphériques du AIO-12/2 sont accessibles via leurs adresses. L'adresse se calcule de la façon suivant:

$$\text{adresse_de_périphérique} = \text{addr_de_base} + (\text{numero_de_plaquet} * 256) + \text{offset_de_périphériques}$$

adresse de base – 0x780C00.

La librairie “aniolib.c” contient les pilotes pour l'AIO-12/2. On peut déclencher la conversion en utilisant la fonction “AN_AD_Trigger(board)” où “board” est le numéro de plaquette (ça peut être 0,1,2 et 3 – quatre plaquettes). La fonction pour la lecture de données qui sont échantillonnées est:

“AN_AD_In(int board, int chan, int *value)”

ou:

board - le numéro de la plaquette complémentaire (0,1,2 ou 3)

chan – le canal sur la plaquette spécifiée (0 ou 1)

value – le pointer où la donnée échantillonnée est stockée

La figure 3.15 montre l'attribution de broches pour le connecteur AUX1-5 qui permet l'interface de AIO-12/2 avec le montage extérieur.

Pour la configuration correcte de fil de liaison (jumpers) voir la référence[12].

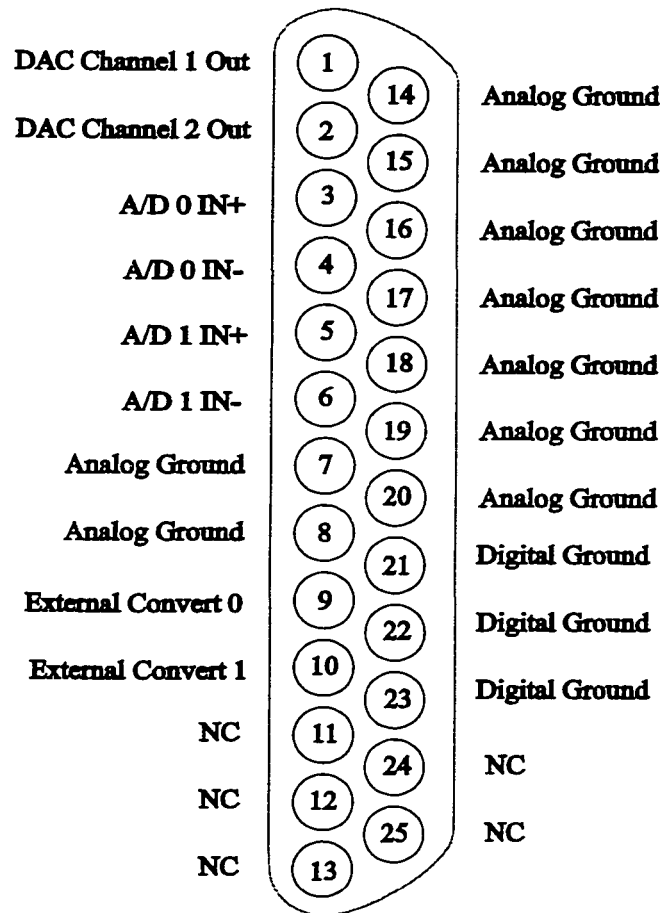


Figure 3.15 Attribution de broches pour les connecteurs AUX1-5

3.7 Commande d'onduleur

La commande de l'onduleur est effectuée selon la loi de commande développée dans le chapitre II (fig.2.17). Le temps d'amorçage des transistors correspondants est calculé en tenant compte des angles obtenus des équations 2.22 et 2.26. Après avoir effectué la détection du passage par zéro de la tension de phase du réseau, le signal

provenant de multivibrateur monostable (circuit de conditionnement de la tension) déclenche le vecteur d'interruption externe. L'entrée du vecteur d'interruption est sensible au flanc arrière du signal. La routine d'interruption se met à l'exécution.

La routine d'interruption exécute la tâche suivante: elle active le compteur du processeur qui se met à compter et, au moment t_1 (après la détection du passage par zéro de la tension de phase), il envoie son vecteur d'interruption au processeur qui active les broches de la port digitale qui sont liées aux transistors T_2 , T_3 , T_4 et T_1' (ce qui correspond au niveau de la tension V_C à la sortie de l'onduleur). Les broches correspondantes sont mises en état logique élevé et les transistors sont amorcés (pour avoir le niveau de la tension V_C les transistors T_2 , T_3 , T_4 et T_1' sont en état de conduction, voir les figures 2.6 et 4.2). Au moment t_2 le transistor T_1' est commandé à l'ouverture et le transistor T_1 à la fermeture. Donc les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 sont en état de conduction ce qui donne le niveau de la tension $2V_C$ à la sortie d'onduleur. Au moment t_3 la nouvelle commutation est forcée, le transistor T_1 est commandé à l'ouverture et le transistor T_1' est commandé à la fermeture et encore une fois le niveau de la tension à la sortie de l'onduleur est de V_C . Au moment t_4 le transistor T_2 est commandé à l'ouverture et le transistor T_2' est commandé à la fermeture, au moment t_5 le transistor T_3 est commandé à l'ouverture et le transistor T_3' est commandé à la fermeture, au moment t_6 le transistor T_4 est commandé à l'ouverture et le transistor T_4' est commandé à la fermeture, au moment t_7 le transistor T_4' est commandé à l'ouverture et le transistor T_4 est commandé à la fermeture et finalement, au moment t_8 le transistor T_3' est commandé à l'ouverture et le transistor T_3 est commandé à la fermeture ce qui donne le niveau de la tension zéro à la sortie d'onduleur et marque la fin d'un cycle de commande (figure 3.16). La routine se répète après chaque détection du passage par zéro de la tension de la phase du réseau. Le code source qui exerce cette routine est écrite en langage de programmation C et, il est donné à l'annexe A.

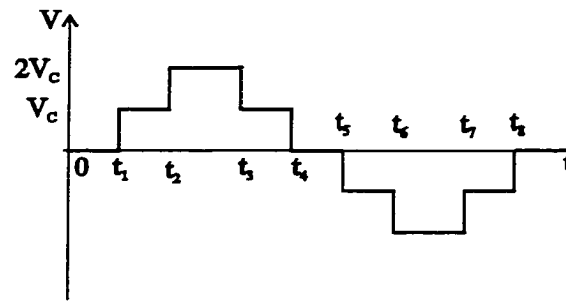


Figure 3.16 Tension à cinq niveaux

Les temps t_i ($i = 1, \dots, 8$) sont calculés « off-line » de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{\alpha_1}{\omega} & t_2 &= \frac{\alpha_2}{\omega} \\
 t_3 &= \frac{\pi - \alpha_2}{\omega} & t_4 &= \frac{\pi - \alpha_1}{\omega} \\
 t_5 &= \frac{\pi + \alpha_1}{\omega} & t_6 &= \frac{\pi + \alpha_2}{\omega} \\
 t_7 &= \frac{2\pi - \alpha_2}{\omega} & t_8 &= \frac{2\pi - \alpha_1}{\omega}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Il faut remarquer que :

- chaque transistor d'une phase de l'onduleur ne fait que deux commutations par cycle (une fermeture et une ouverture)
- à chaque moment t_i ($i = 1, \dots, 8$), deux transistors sont commandés, un à l'ouverture et un à la fermeture
- le transistor qui est commandé à l'ouverture est toujours le premier à être commandé (pour éviter le court circuit aux bornes d'une de condensateur du côté CC pendant la commutation « blanking time »).

- la tension CC obtenue à la sortie de l'onduleur est en phase avec la tension du réseau

Afin de contrôler la magnitude de la tension CC produite par l'onduleur, il faut avoir un mécanisme de contrôle qui permet de charger et de décharger les condensateurs du côté CC. Ce mécanisme est le déphasage entre la tension CA qui est produite par l'onduleur et la tension du réseau. Le déphasage maximal qui peut être introduit entre ces deux tensions est de $\pm t_1$. Cela veut dire qu'une nouvelle variable, nommée Δt , est ajoutée avec la caractéristique $|\Delta t| < \pm t_1$. Cette variable permet le contrôle d'onduleur en boucle fermée et son application dans la compensation de la puissance réactive. La variable Δt , ajoutée au temps t_1 effectue le déphasage de la tension produite par l'onduleur par rapport à la tension du réseau. Si le Δt est positif, la tension de l'onduleur sera en arrière par rapport à la tension du réseau et, tel que mentionné dans le chapitre I, le transfert de l'énergie s'effectue du réseau vers l'onduleur en chargeant les condensateurs du côté CC de l'onduleur ce qui résultera en augmentation de la magnitude de la tension produite par l'onduleur. Si, par contre, le Δt est négatif, la tension produite par l'onduleur sera en avant par rapport à la tension du réseau ce qui résulte en déchargement des condensateurs du côté CC et une diminution de la magnitude de la tension CA produite par l'onduleur. Le Δt permet le contrôle d'écoulement de la puissance active entre l'onduleur et le réseau et, avec cela le contrôle de la magnitude de la tension produite par l'onduleur. En contrôlant la magnitude de la tension produite par l'onduleur on contrôle l'échange de la puissance réactive.

3.8 Schéma détaillé du convertisseur

Le schéma détaillé d'un bras du convertisseur est présenté à la figure 3.17.

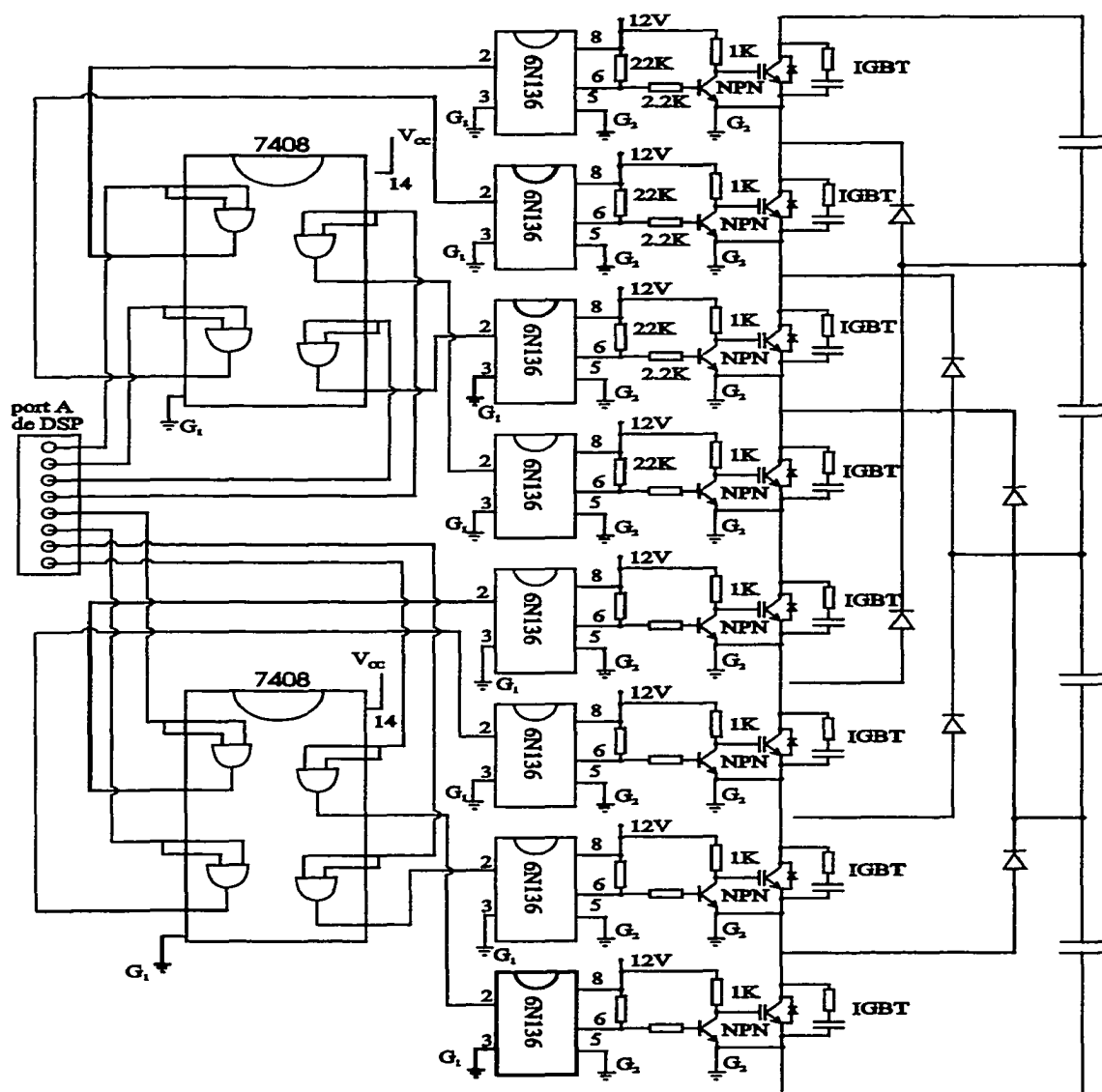


Figure 3.18 Schéma détaillé d'un bras du convertisseur

3.9 Conclusion

L'implantation d'un convertisseur à niveaux multiples est discutée dans ce chapitre. Tous les circuits utilisés dans son développement et son application en compensation de la puissance réactive sont expliqués et les schémas des connexions sont donnés. Le contrôle est effectué à l'aide d'un PSN (DSP). La loi de commande est présentée et le programme qui permet l'application du convertisseur dans le rôle de compensateur est donné à l'annexe A.

CHAPITRE 4

COMMANDE DU COMPENSATEUR-RESULTATS DE LA SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

4.1 Introduction

Dans ce chapitre la commande du convertisseur en boucle fermée est élaborée. Deux algorithmes pour la compensation de la puissance réactive sont proposés et validés par le moyen de la simulation. Le logiciel utilisé pour la simulation est “Power System Blockset” / “Simulink” du “Matworks”. Les deux algorithmes proposés sont basés sur la commande de la tension d’une source de tension (onduleur) et la stratégie de modulation appelée FFM. Les deux algorithmes démontrent que la compensation de la puissance réactive est effectuée en contrôlant l’échange de la puissance active entre le convertisseur et le système CA. Les résultats de la simulation sont présentés et discutés. A la fin du chapitre les résultats expérimentaux sont présentés. Ces résultats sont comparés avec les résultats de la simulation.

4.2 Commande en boucle fermée

Les principes de la compensation de la puissance réactive à l'aide d'un convertisseur à base de semi-conducteur sont expliqués dans 1.5. Si on augmente la valeur de la tension alternative produite par l'onduleur et, si la magnitude de cette tension est plus élevée que celle du système AC, la quantité de la puissance réactive fournie par l'onduleur augmentera aussi. Si on diminue la valeur de la tension produite par l'onduleur au-dessous de celle du système AC, l'onduleur absorbera la puissance réactive. Afin de changer la magnitude de la tension produite par l'onduleur, il faut charger et décharger les condensateurs du côté CC de l'onduleur. Plus on charge les condensateurs, plus la tension alternative produite par l'onduleur sera plus élevée. On peut dire que, en régime permanent, l'onduleur puise l'énergie dans le système CA afin de couvrir ses pertes et de garder la tension aux bornes des condensateurs du côté CC à une valeur constante, suffisante pour la compensation adéquate. Au moment d'un phénomène transitoire, comme par exemple le rejet d'une charge ou, le raccordement d'une nouvelle charge qui a les exigences réactives élevée, l'onduleur répondra adéquatement et rapidement. Si une nouvelle charge inductive est branchée, l'onduleur tirera plus de puissance active du système CA, chargera les condensateurs à la valeur requise pour répondre aux besoins réactifs de la charge et, il va continuer de fonctionner en régime permanent, mais maintenant la tension alternative produite par l'onduleur sera plus élevée qu'avant. Dans le cas d'un rejet d'une charge, les besoins réactifs du système diminueront et l'onduleur répondra en déchargeant les condensateurs du côté CC afin de diminuer l'amplitude de la tension alternative qu'il produit. Donc, le contrôle de l'amplitude de la tension alternative produite par l'onduleur et, le contrôle de la puissance réactive fournie par l'onduleur, s'effectue grâce à l'échange de la puissance active entre l'onduleur et le système CA auquel il est raccordé. L'échange de la puissance active entre l'onduleur et le système CA est déterminé par l'angle de déphasage δ entre les deux tensions: celle du système au point de raccordement de l'onduleur et celle produit par l'onduleur (voir l'équation 1.9). Pour les deux algorithmes

proposés dans cet ouvrage l'angle δ est la variable de contrôle. Il faut mentionner que dans le cas de la commande MLI il est possible de varier l'amplitude de l'harmonique fondamentale de la tension produite par l'onduleur sans charger ou décharger les condensateurs du côté CC de l'onduleur, mais en variant le signal de commande. La commande MLI n'est pas suggérée dans le domaine de haute tension à cause des pertes élevées.

Un onduleur peut être remplacé par une source de tension et le réseau compris entre deux bornes peut être remplacé par le circuit équivalent de Thévenin (figure 4.1).

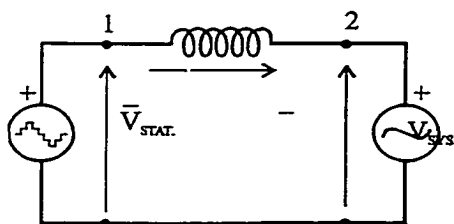


Figure 4.1 Schéma équivalent du réseau et du compensateur

Pour une meilleure compréhension du mécanisme de compensation, il est approprié de suivre un cycle de changement dans le fonctionnement du compensateur pendant lequel le compensateur change d'un mode capacitif à un mode inductif (figure 4. 2). Les tensions $V_{STAT.}$ et $V_{sys.}$ sont les tensions aux bornes du compensateur et aux bornes du système au point de raccordement du compensateur (figure 4.1).

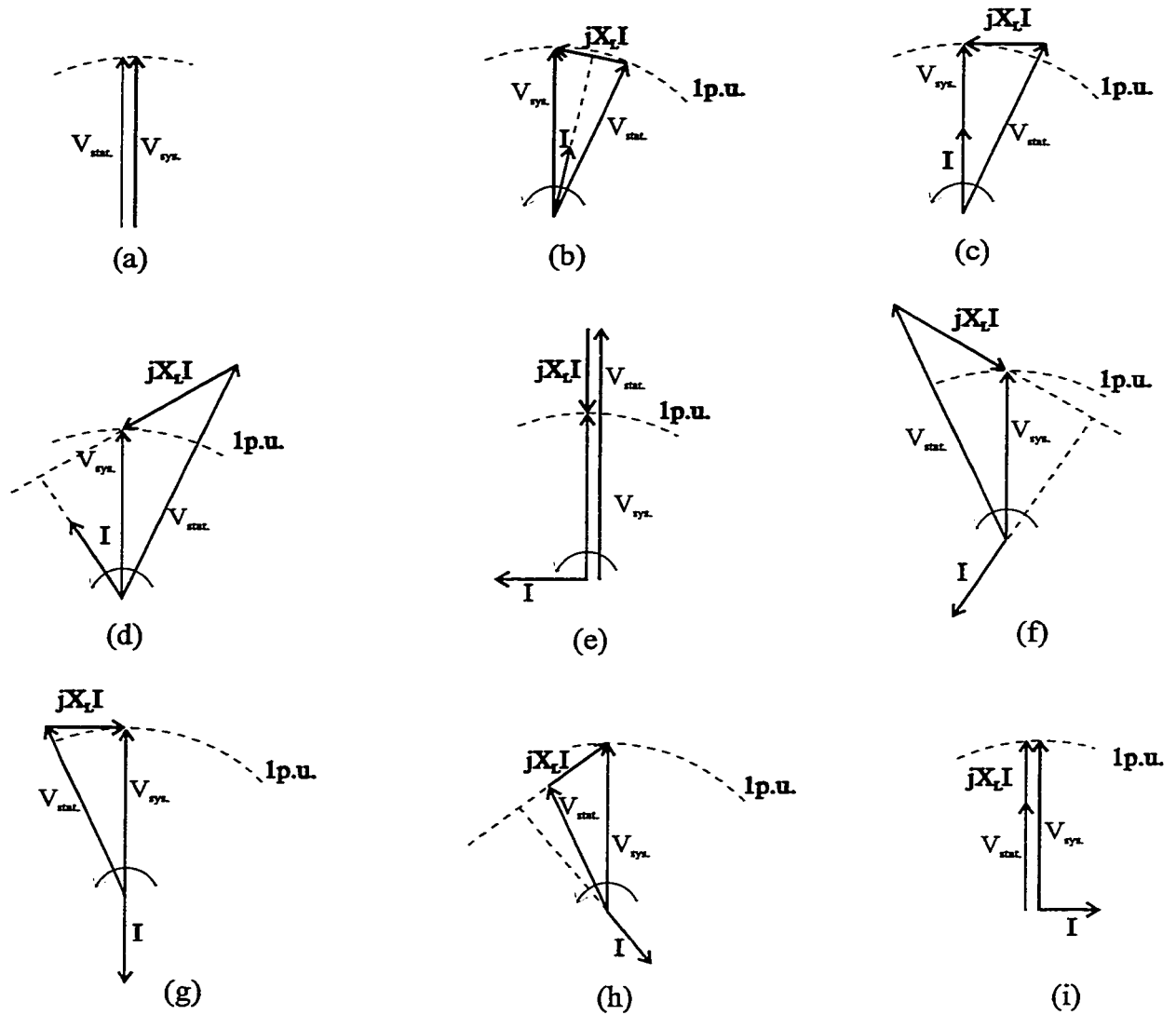


Figure 4.2 Diagrammes vectoriels de fonctionnement d'un ASVC - changement de mode capacitif en mode inductif

La figure 4.2-a montre les deux tensions $V_{STAT.}$ et $V_{sys.}$ qui sont en phase et de magnitude 1 p.u. Une des tension est la tension aux bornes du compensateur et l'autre est la tension aux bornes du système au point de raccordement du compensateur ou, autrement dit la tension aux bornes du compensateur est synchronisée avec celle du

système. Dans ce cas, d'après l'équation 1.9 il n'y a pas d'échange d'énergie net entre les deux. Si le besoin de puissance réactive apparaît, le système de contrôle du compensateur répondra en retardant la tension à la sortie du compensateur pour un angle δ (figure 4.2-b). Le courant va se mettre à circuler entre les deux systèmes en permettant le transfert d'énergie du réseau vers le compensateur. Cette action va « booster » la tension du côté CC du compensateur (figure 4.2-c) et, on peut constater que le compensateur fonctionne en mode redresseur. Le courant qui circule entre les deux systèmes est de la nature capacitive. Après avoir augmenté la tension du côté CC du compensateur suffisamment pour répondre au besoin réactive de la charge (figure 4.2-d), le système de contrôle commandera le retour de la tension produit par le compensateur en phase avec celle du système électrique afin d'empêcher la circulation de la puissance active net entre les deux systèmes et de stabiliser la tension au côté CC. Dans ce cas, le compensateur « fournit » la puissance réactive au système (figure 4.2-e). Maintenant, s'il faut absorber la puissance réactive, le système de contrôle du compensateur répondra en déchargeant les condensateurs du côté CC afin de diminuer la tension à la sortie du compensateur au-dessous de la tension du système et de se mettre en mode de fonctionnement inductif (figure 4.2-g). Le déchargement des condensateurs se fait en mettant la tension du compensateur en avant par rapport à celle du système électrique. Après avoir déchargé suffisamment les condensateurs du côté CC (figure 4.2-h), la tension du compensateur est retournée en phase avec celle du réseau (figure 4.2-i) et le compensateur « absorbe » la puissance réactive.

Le premier algorithme est basé sur le calcul de la tension de référence V_{CC} du côté CC du compensateur. L'exigence réactive de la charge est mesurée et la référence V_{CCref} est calculée. Cette référence est comparée avec la valeur actuelle de la tension. L'erreur obtenue est traitée à l'aide d'un PI block. La sortie du block PI devient l'angle de déphasage de la tension produite par l'onduleur par rapport à celle du réseau. En même temps, le passage par zéro de la tension du réseau est détecté et la tension alternative du convertisseur est synchronisée avec celle du réseau. La figure 4.3 illustre

V_{SYS} – la valeur efficace de la tension au point de raccordement de l'onduleur au réseau

X - la valeur de la réactance entre les deux

δ - l'angle de déphasage entre les tensions V_1 et V_2

Si la tension V_1 est plus élevée que la tension V_2 la puissance réactive sera fournie par l'onduleur et, si V_2 est plus élevé que V_1 l'onduleur absorbera la puissance réactive. Étant donné que dans le régime permanent il n'y a pas d'échange de la puissance active entre l'onduleur et le système CA, la valeur de l'angle δ est zéro ou presque zéro (l'onduleur absorbe toujours une petite quantité de la puissance active pour couvrir ses pertes), on peut simplifier l'équation 4.1.

$$Q = \frac{|V_{STAT}|^2}{X} - \frac{|V_{STAT}||V_{SYS}|}{X} \quad (4.2)$$

La tension V_2 est mesurée également comme la puissance réactive à côté de la charge et, de l'équation 4.2 il est possible de déduire la valeur de la tension V_1 qui est suffisante pour satisfaire les besoins réactifs de la charge. A l'autre côté, la valeur efficace du fondamental produit par l'onduleur est donnée par l'équation 2.16 dans le chapitre II. Cette équation nous permet de trouver la valeur de la tension V_{CCref} à laquelle il faut charger les condensateurs du côté CC. Tout cela est illustre sur la figure 4.4.

Le deuxième algorithme est basé sur la mesure de l'angle de déphasage entre le courant et la tension à côté de la source. Après l'avoir mesuré, il est comparé avec zéro et l'erreur est traitée à l'aide d'un PI block. La suite est pareille au premier algorithme. Les caractéristiques des deux algorithmes sont :

1. La tension CC du compensateur n'est pas mesurée est n'est pas contrôlée directement par une boucle de rétroaction dans le deuxième algorithme
2. La mesure de la puissance réactive se fait à côté de la charge dans le premier algorithme et à côté de la source dans le deuxième algorithme
3. La variable de commande est la même pour les deux cas et cette variable est l'angle δ de déphasage entre la tension alternative produit par le convertisseur et la tension du réseau au point de raccordement du compensateur.
4. Dans le deux cas, le contrôle de la puissance réactive est fait en contrôlant l'échange de la puissance active entre le compensateur et le réseau.

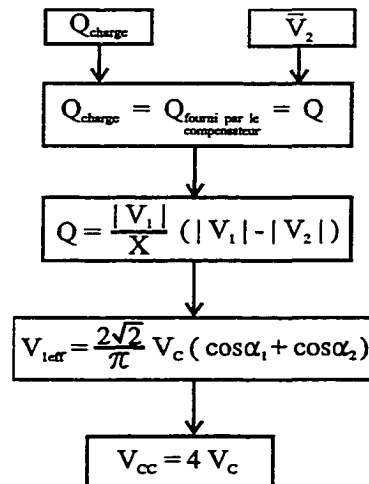


Figure 4.4 Calcul de la tension V_{CCref}

4.3 Résultats de la simulation

Afin de valider l'application de l'onduleur à niveaux multiples dans la correction du facteur de puissance et afin de valider les deux algorithmes proposés, la commande en boucle ouvert et la commande en boucle fermée est simulée en utilisant le logiciel de simulation SIMULINK-POWER SYSTEM BLOCKSET.

4.3.1 Commande en boucle ouverte

Le circuit de la simulation est montré sur la figure 4.5. Ce circuit est conçu d'une source de tension V_s , son impédance et une charge R-L. Le compensateur statique est branché en shunt avec la charge et la source via un disjoncteur. La durée de la simulation est de 0.2 seconde.

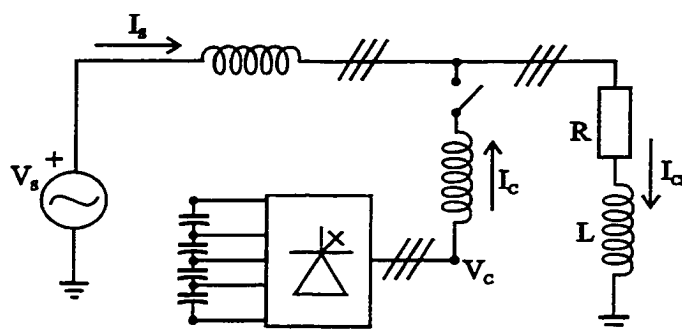


Figure 4.5 Diagramme block du compensateur en boucle ouvert

Au début de la simulation le compensateur n'est pas connecté et dans la figure 4.6-a on peut voir le courant de la source I_s et la tension de la source V_s . Le courant de la source est en même temps le courant de la charge I_{CH} et il est en arrière par rapport à la tension de la source (courant inductif). Après 0.1 sec de simulation, le disjoncteur se ferme et le compensateur se branche au système. Dans la figure 4.6-b on peut voir la tension V_c et le courant I_c du compensateur. Il faut remarquer que le courant I_c du compensateur est en avant par rapport à la tension V_c du compensateur de 90 degrés (le courant du compensateur est capacitif). Finalement, la figure 4.6-c montre la tension de la source V_s , le courant de la source I_s est le courant de la charge I_{CH} . On peut voir que le courant de charge et la tension de source ne changent pas mais, par contre, le courant de la source est diminué parce que le compensateur fournit le courant réactif indispensable pour le fonctionnement de la charge et le courant est venu en phase avec la

tension de la source. Malheureusement, l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux engendre la distorsion du courant de la source ($\text{THD} = 11\%$), mais la distorsion du courant peut être diminuée en augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur. Les fichiers des simulations sont donnés dans l'annexe C.

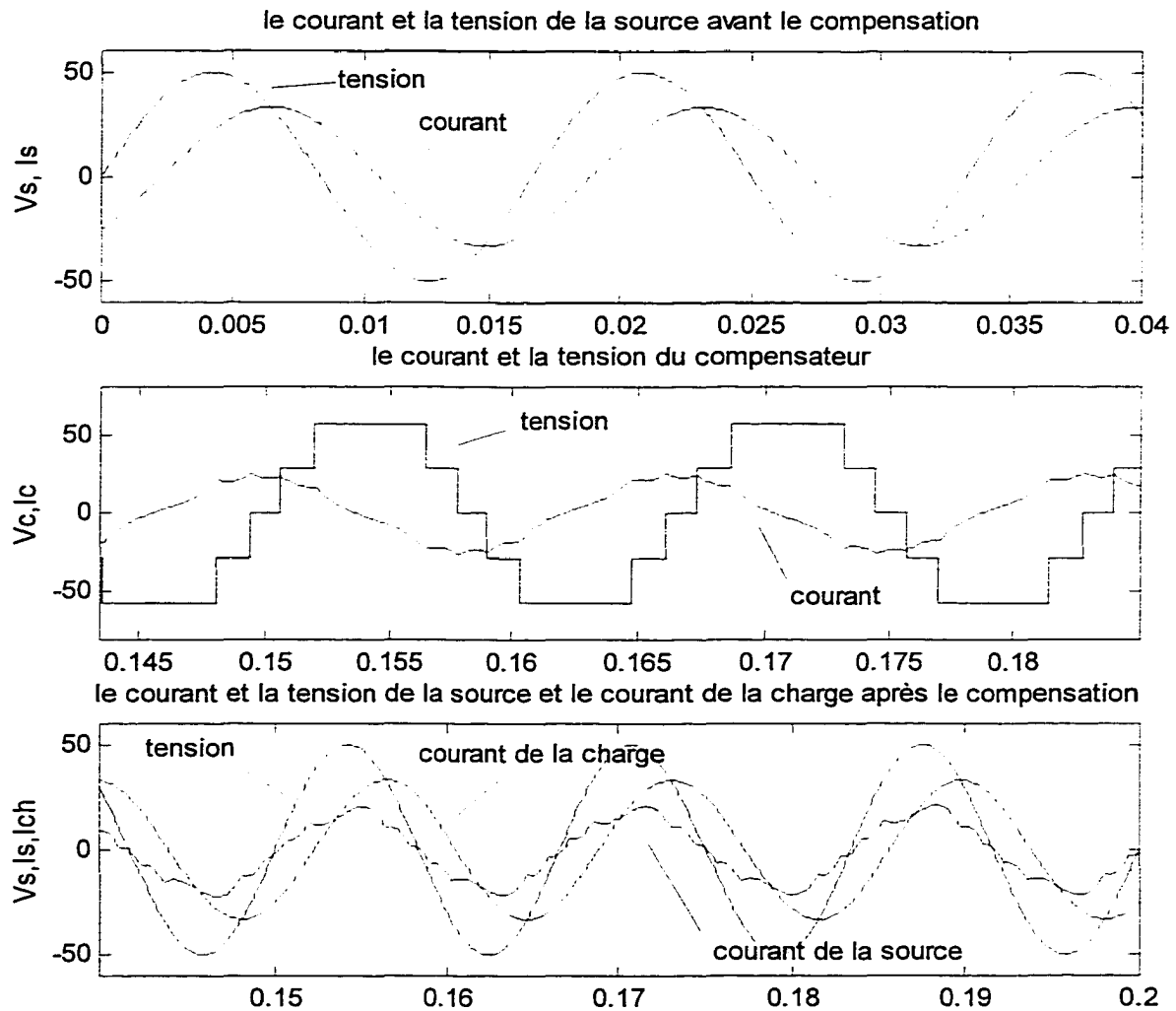


Figure 4.6 Formes d'ondes des courants et des tensions du compensateur et du réseau – résultats de la simulation en boucle ouverte.

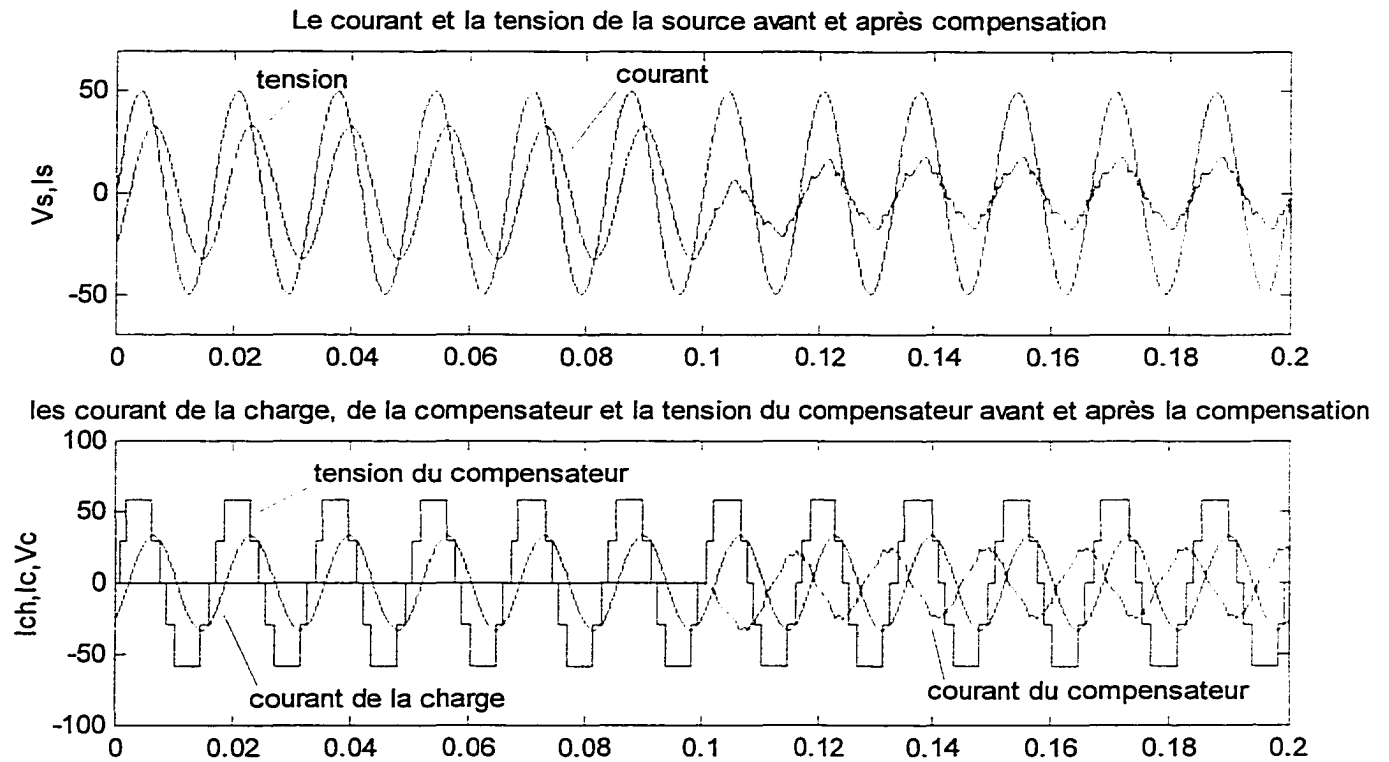


Figure 4.7 Tensions et courants de la source et du compensateur avant et après la compensation.

4.3.2 Commande en boucle fermée

Afin de valider les algorithmes proposés dans 4.2, deux simulations en boucle fermée sont effectuées. Dans le premier cas, le compensateur est branché au réseau d'après la figure 4.3 et, la référence de la tension V_{CCref} est calculée d'après la figure 4.4. Dans le deuxième cas, l'angle de déphasage entre la tension et le courant de la source est mesuré et, afin d'annuler le déphasage il est comparé à zéro. Les résultats des simulations sont donnés sur les figures 4.8 et 4.9. Les deux figures montrent la tension et le courant dans le compensateur, la réponse dynamique du compensateur du côté CC, la puissance réactive fournie par la source et la tension et le courant de la source. Les résultats permettent de constater que les deux algorithmes sont performants, et que dans les deux cas le compensateur répond dans un cycle, et qu'il fournit la puissance réactive exigée par la charge.

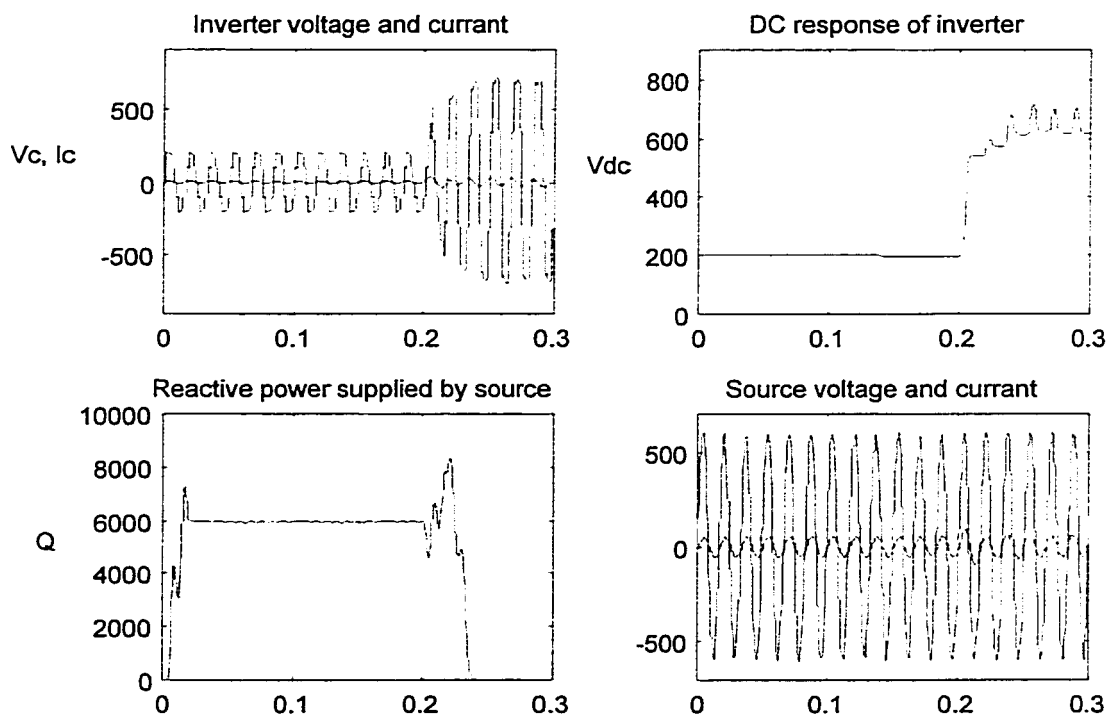


Figure 4.8 Réponse dynamique du compensateur

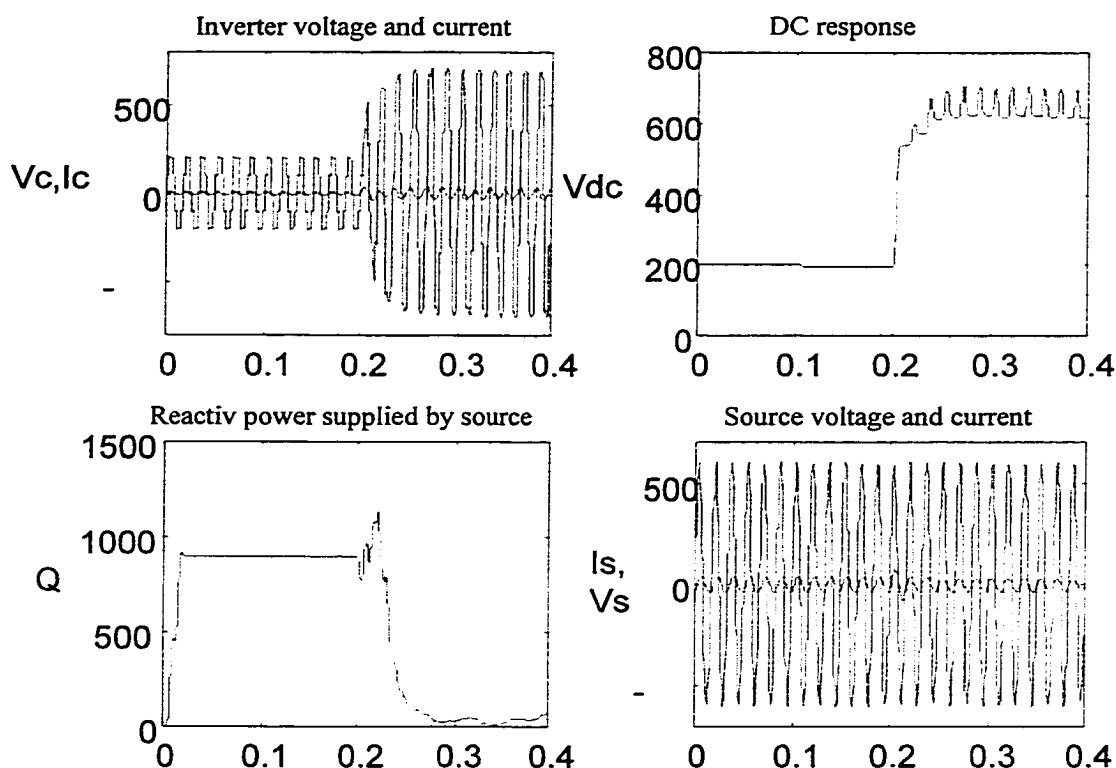


Figure 4.9 Réponse dynamique du compensateur

4.4 Résultats expérimentaux

La figure 4.10 montre la tension quasi-sinusoïdale produite par l'onduleur et la figure 4.11 son spectre harmoniques. Les angles d'amorçage sont de 5.124 degrés et de 30.857 degrés (les angles obtenus de l'équation 2.26). On peut voir du spectre harmoniques que la cinquième et la septième harmonique sont éliminées, ce qui correspond aux résultats obtenus théoriquement (voir les figures 2.24 et 2.25).

Les figures 4.12 et 4.13 présentent la tension de phase produite par l'onduleur pour l'angle d'amorçage de 12.8 degrés et de 41.85 degrés et son spectre harmoniques.

La forme d'onde comme son spectre harmoniques correspondent bien aux résultats théoriques (fig.2.21 et fig.2.22)

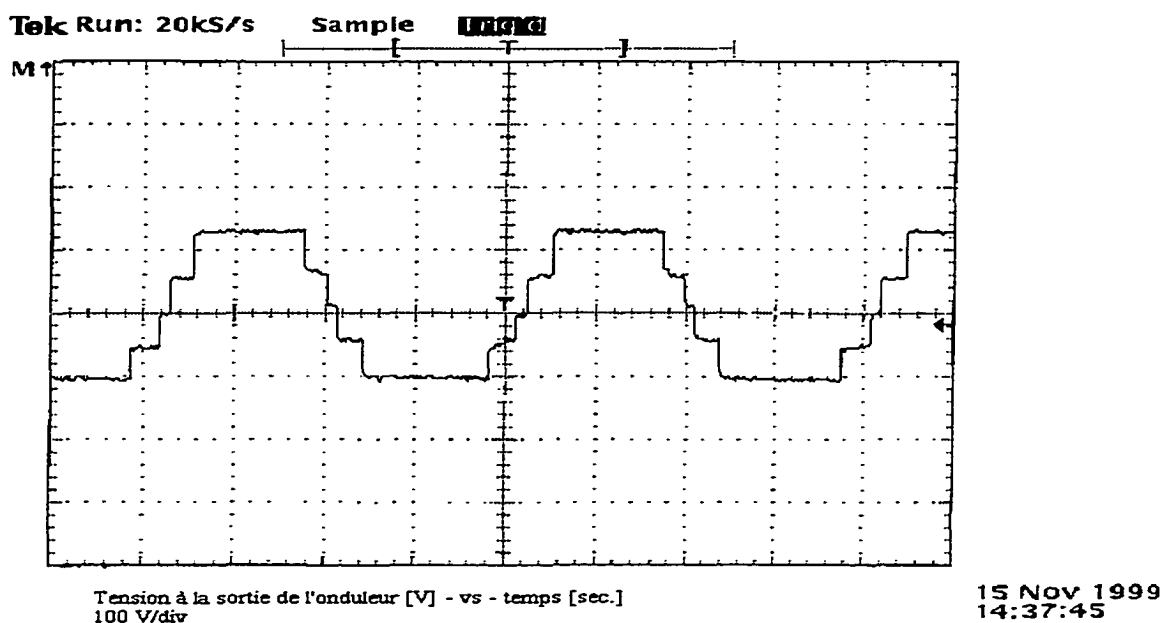
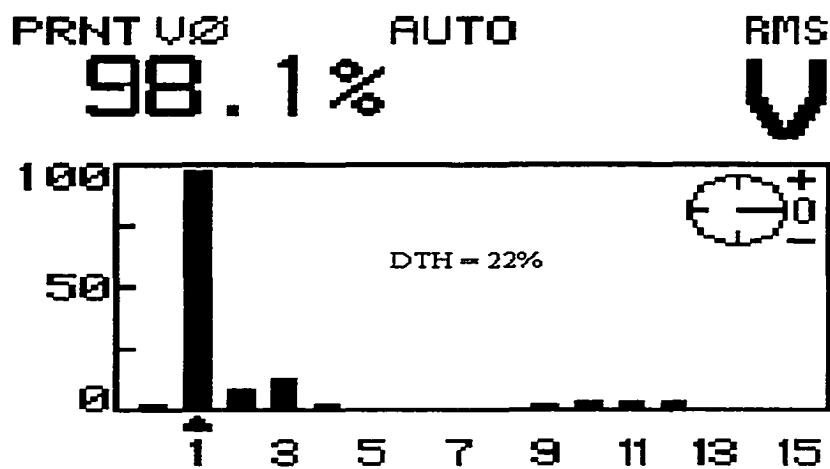


Figure 4.10 Tension de phase du compensateur



Spectre harmoniques de la tension de phase

Figure 4.11 Spectre harmoniques de la tension de phase de la figure 4.10

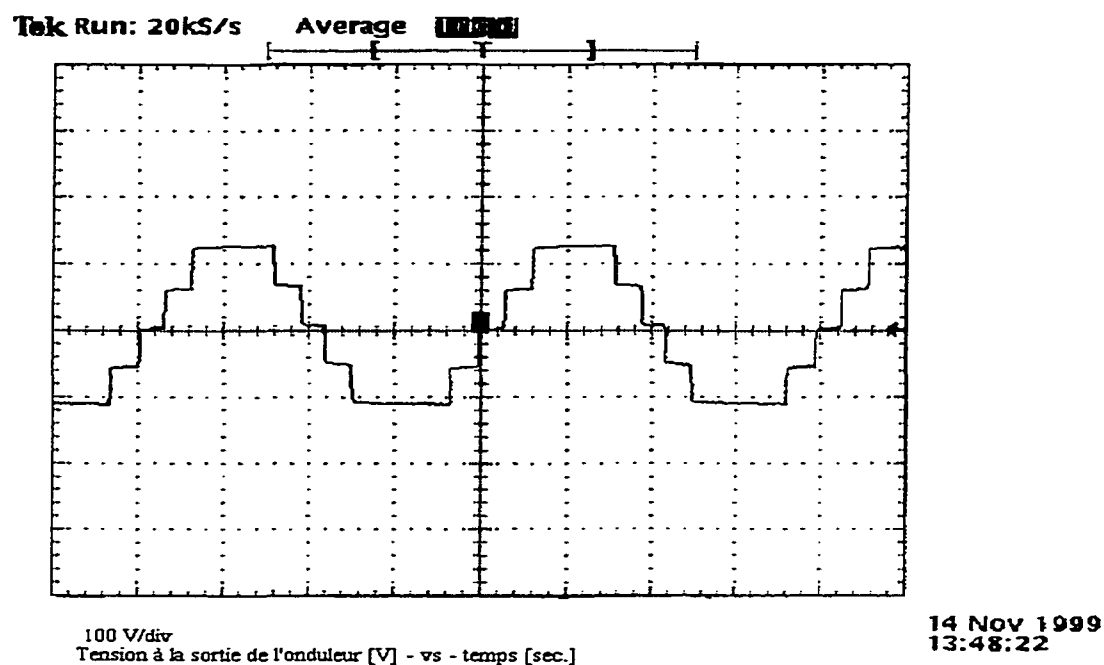


Figure 4.12 Tension de phase du compensateur

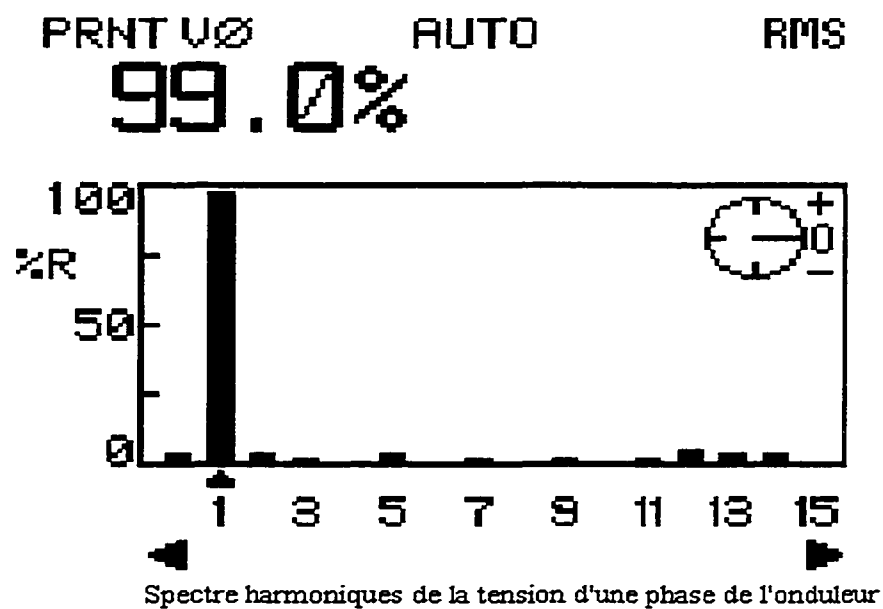


Figure 4.13 Spectre harmoniques de la tension de phase de la figure 4.12

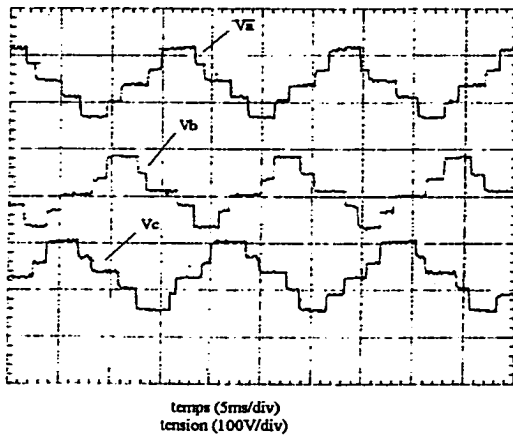


Figure 4.14 Trois tensions de phase
produites par l'onduleur

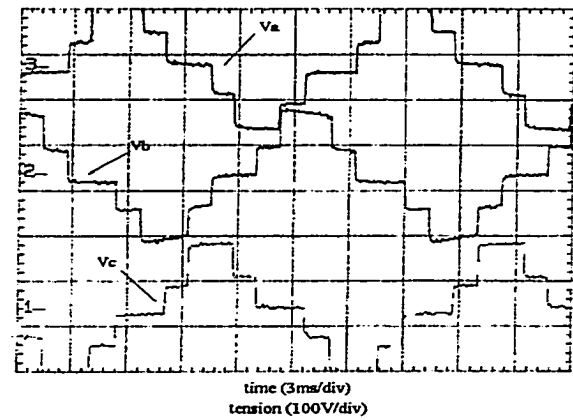


Figure 4.15 « Zoom » de la figure 4.14

Sur les figures 4.14 et 4.15, on peut voir tous les trois tensions de phase. La tension de ligne de l'onduleur (fig.4.16) est conçue de neuf niveaux. et la figure 4.17 présente la tension quasi-sinusoïdale de l'onduleur synchronisée avec la tension du réseau.

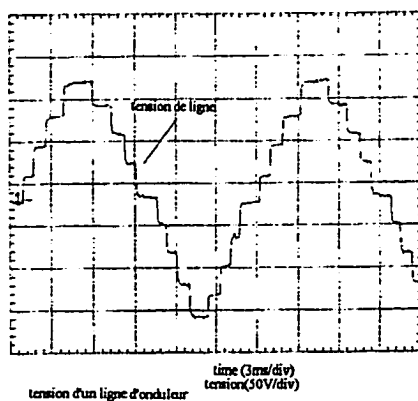
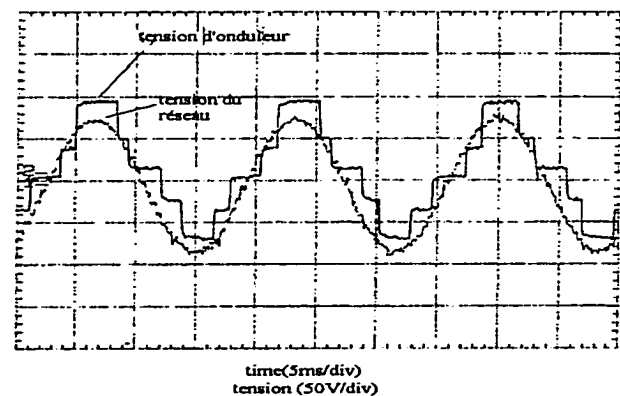


Figure 4.16 Tension de ligne



Tension d'onduleur [V] et tension du réseau [V] - vs - temps [sec]

Figure 4.17 Tension de phase synchronisée
avec tension du réseaux

Pour effectuer la compensation de la puissance réactive, l'onduleur est branché au réseau électrique d'après la figure 4.3. L'angle de déphasage entre la tension de l'onduleur et la tension du réseau est ajusté à la valeur qui permet une réponse adéquate au besoin réactif d'une R-L charge et, la plus tard d'une L charge. La figure 4.18 montre la tension et le courant de la source avant la compensation et la figure 4.19 la tension et le courant de la source après la compensation et, la tension et le courant de l'onduleur dans le cas de compensation d'une R-L charge et, la figure 4.20 montre les courants et les tensions après la compensation d'une L charge..

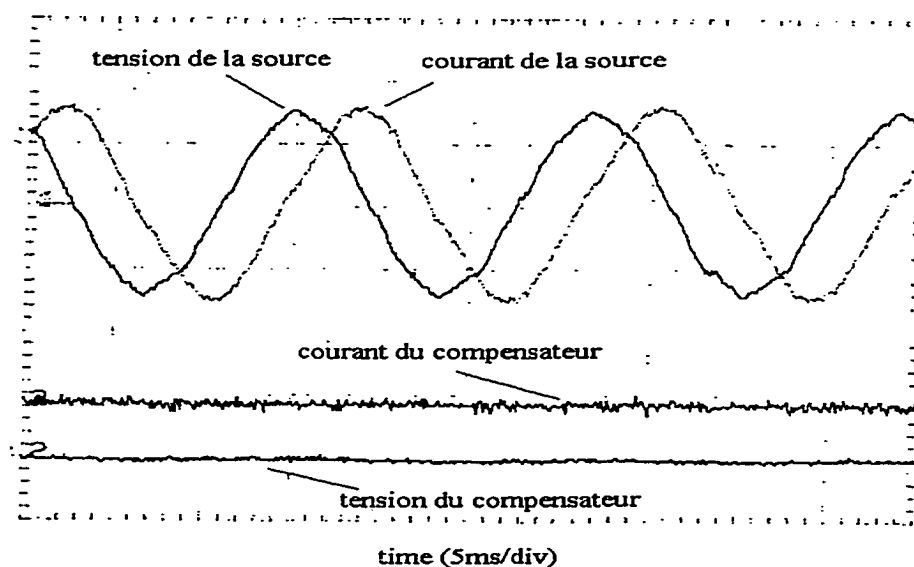


Figure 4.18 Tension et courant de la source avant la compensation

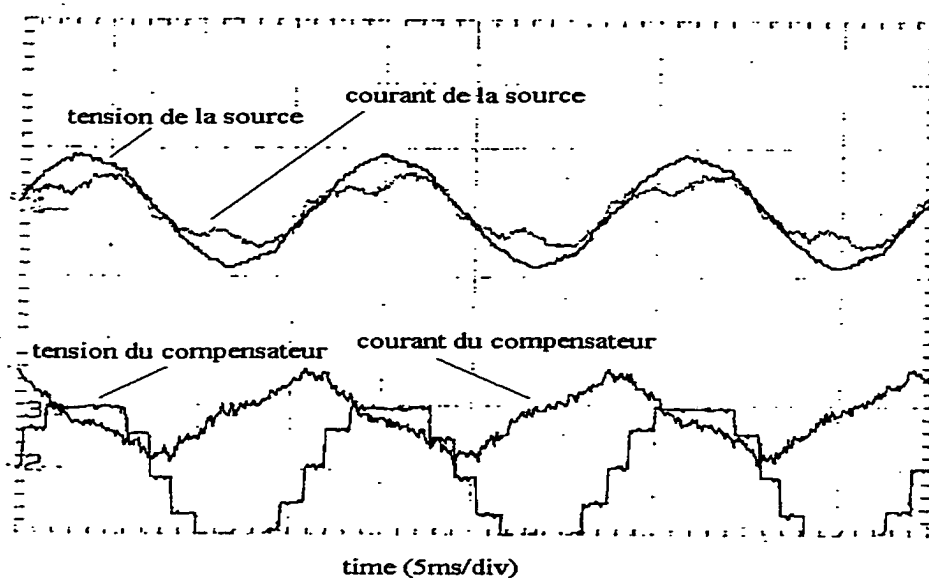


Figure 4.19 Courants et les tensions de la source et du compensateur après la compensation d'une R-L charge.

Sur la figure 4.19 on peut voir que la tension et le courant de la source sont retournés en phase et que le courant du compensateur est purement capacitif (90 degrés en avant par rapport à la tension du compensateur). Également, on peut constater l'introduction du troisième harmonique dans le courant de la source (DTH du courant 33.54 %), mais le troisième harmonique disparaîtra normalement du courant de ligne dans un système triphasé. La quantité des autres harmoniques est négligeable. Le spectre harmoniques pour le courant et la tension est donné dans l'annexe B. L'annexe B présente la lecture d'instrument du courant et de la tension de la source avant et après la compensation. On peut noter que le déphasage avant la compensation était de 55 degrés et ce déphasage a été annulé par l'action du compensateur. Le courant de la source

fourni à la charge est diminué pour 30% et tous les besoins réactifs de la charge sont fournis par le compensateur.

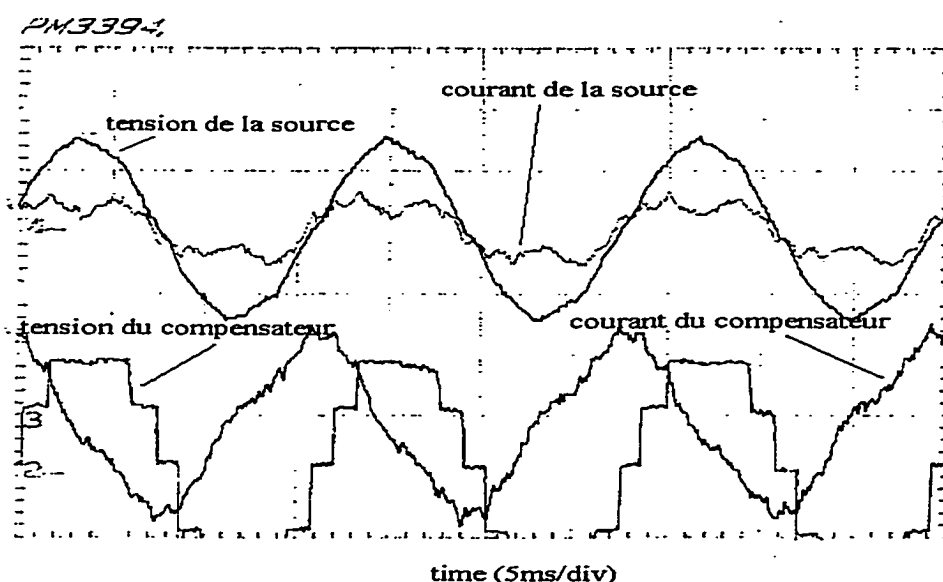


Figure 4.20 Courants et les tensions de la source et du compensateur après la compensation d'une L charge.

La figure 4.20 montre les résultats de la compensation d'une charge purement inductive. De l'annexe B on peut constater que le courant de la source est diminué de 60% après l'action du compensateur et que les VA fournis par la source à la charge sont diminués pour 60%. Encore, le problème du troisième harmonique persiste, mais c'est tout à fait naturel parce que le parcours pour la séquence homopolaire existe et, dans un montage triphasé, le troisième harmonique sera éliminé.

4.5 Conclusion

Les deux algorithmes pour la compensation de la puissance réactive sont proposés dans ce chapitre. Ils sont validés à l'aide de la simulation. Les résultats de la simulation en boucle ouverte et en boucle fermée sont présentés et discutés. Également, les résultats d'implantation du convertisseur sont présentés et il est démontré qu'ils correspondent à ceux obtenus théoriquement. Finalement, le convertisseur est appliqué comme le compensateur de la puissance réactive. Les formes d'ondes obtenus expérimentalement des courants et des tensions avant et après la compensation, confirment la validité de l'action du compensateur.

CONCLUSION

La gestion efficace de la puissance réactive dans un système électrique est indispensable pour son exploitation. Les moyens traditionnels de compensation ne peuvent pas répondre adéquatement aux besoins d'un système électrique moderne. Les problèmes qu'ils engendrent peuvent être de la nature différente comme l'introduction des harmoniques, impossibilité d'ajustement exact de la quantité de puissance réactive échangée avec le réseau ou, simplement, la rapidité de réponse du compensateur n'est pas suffisamment élevée. Les développements récents dans l'électronique de puissance permettent l'application de convertisseur à base de semi-conducteur en rôle de compensateur. De plus, un tel compensateur dépasse certaines désavantages des compensateurs classiques. Malheureusement, la tenue en tension des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteur n'est pas assez élevée pour les applications dans le domaine de haute tension. Afin de franchir cette barrière, plusieurs interrupteurs peuvent être mis en série. Une autre solution est d'utiliser une topologie de convertisseur à niveaux multiples qui est plus complexe. En même temps, l'utilisation d'un convertisseur à niveaux multiples mitige le problème d'introduction des harmoniques dans le système électrique. Une telle topologie, en anglais nommée « diode-clamped », est étudiée théoriquement dans ce travail. Ses avantages et ses désavantages sont énumérés et certaines solutions permettant de mitiger les désavantages sont mentionnés. Deux algorithmes pour la compensation de la puissance réactive en boucle fermée sont proposés et ils sont validés à l'aide de la simulation. Finalement, un prototype d'un convertisseur à niveaux multiples de la topologie « diode-clamped » est développé et, il est appliqué comme le compensateur de la puissance réactive. Le convertisseur est commandé par un PSN (DSP). Les résultats expérimentaux coïncident avec les résultats

théoriques et avec les résultats obtenus à partir de la simulation en confirmant la validité d'approche.

RECOMMANDATIONS

Les résultats expérimentaux démontrent que le taux d'harmoniques de la tension des phases et des tensions des lignes à la sortie d'onduleur est encore trop élevé pour répondre aux normes imposées par les standards. Ce problème peut être mitigé de deux manières: d'ajouter des filtres passifs à la sortie d'onduleur, ou bien d'augmenter le nombre de niveaux de la tension de cinq à sept. Une solution plus élégante et moins coûteuse est d'augmenter le nombre de niveaux, car cela nous permettra d'augmenter en même temps la tenue en tension de convertisseur et sa puissance nominale.

Deuxième problème qui s'est imposé est le déséquilibre de la tension du côté CC du convertisseur. Dans le chapitre 2 (section 2.4) il est démontré que si le convertisseur fonctionne en tant que compensateur, un déséquilibre de la tension persistera, parce que le compensateur doit toujours redresser une certaine quantité d'énergie afin de couvrir ses propres pertes. La conséquence de déséquilibre de la tension est le déchargement des condensateurs intérieurs et le surchargement des condensateurs extérieurs du côté CC du convertisseur. Cela résulte en distorsion additionnelle et la destruction possible d'interrupteur. Pour remédier ce problème, un circuit additionnel doit être ajouté [1], soit l'algorithme de commande doit être modifié [29].

REFERENCES

- [1] *A General Circuit Topology of Multilevel Inverter*, N. S. Choi, J. G. Cho, and G. H. Cho, IEEE 22nd Annual Power Electronic Specialist Conference, 1991, pp.96-103
- [2] *Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters*, J. S. Lai and F. Z. Peng, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [3] *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*, A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA.17, no. 5, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.
- [4] *Generalized Structure of a PWM Multilevel Inverter*, P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 19, no. 6, pp. 1057-1069, Nov./Dec. 1983
- [5] *Advanced Static Compensation Using a Multilevel GTO Thyristor Inverter*, R. W. Menzies and Y. Zhuang, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 10, no. 2, pp. 732-738, April. 1995
- [6] *Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components*, H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, May/June. 1984
- [7] *Comparison of High-Power IGBT's and Hard-Driven GTO,s for High-Power Inverters*, S. Bernet, R. Teichmann, A. Zuckerberger and P. K. Steimer, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, no. 2, pp. 487-494, March./April. 1999
- [8] *High Power Electronics*, N. G. Hingorani and K. E. Stahlkopf, Scientific American November 1993
- [9] *Reactive Power Control in Electric Systems*, T. J. E. Miller, John Wiley & Sons, 1982
- [10] *Steady State Stability and Subsynchronous Resonance of Shunt Capacitor Compensated AC Transmission Lines*, B. T. Ooi, IEEE PES Winter Meeting, January 1982, New York.
- [11] *TMS320C3x/4x Optimizing C Compiler – User's Guide*, Texas Instruments, March 1997

- [12] *MX31 Modular Embadded System – Developer's Guide*, Integrated Motions Incorporated, 1992.
- [13] *Selection of Passive Elements for a Three-level Inverter Based Static Synchronous Compensator*, J. B. Ekanayake and N. Jenkins, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 14, no. 2, pp. 655-661, April. 1999
- [14] *A Three-level Advanced Static VAr Compensator*, J. B. Ekanayake and N. Jenkins, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 11, no. 1, pp. 540-545, Jan. 1996
- [15] *A Transformer-less Static Synchronous Compensator Employing a Multi-level Inverter*, C.Hochgraf and R. H. Lasseter, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 12, no. 2, pp. 881-887, April. 1997
- [16] *Power Electronics: Converters, Application and Design*, N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, 1989 by John Wiley & Sons
- [17] *IR Application Note AN-983 – AN-990*, International Rectifier-Technical Information-IGBT characteristics, <http://www.irf.com>
- [18] *Static Condenser for Flexible AC Transmission Systems*, H. Mehta, T. W. Cease and L. Gyugyi, EPRI Flexible AC Transmission System (FACTS) Conference, 18-20 May, 1992, Boston, MA.
- [19] *Dynamic Compensation of AC transmission Lines by Solid-State Synchronous Voltage Source*, L. Gyugyi, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 9, no. 2, pp. 904-911, April. 1994
- [20] *Advanced Static VAr Generator Employing GTO Thyristors*, C. W. Edwards at al. IEEE, PES Winter Power Meeting, Paper No.38WM109-1, 1988
- [21] *Reactive Power Compensation and Control by Thyristor Circuit*, L. Gyugyi, IEEE 1976 PESC Conference Record, pp 174-184
- [22] *Benifits of GTO-Based Compensation Systems for Electric Utility Applications*, E. Larsen et al., IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 7, no. 4, pp. 2056-2062, Oct. 1992
- [23] *Compatibilité entre l'alimentation électrique et l'appareillage industriel et commercial*, Breton, Banville&Associés s.e.n.c.
- [24] *Control Strategy for Multilevel Converter Applied for Electric Power System*, N. Kimura et al., EPE 97, pp.4.181-4.186, Trondheim

- [25] *Improved Voltage Source Inverter With 18-Step Output Waveforms*, S. Iida, S. Masukawa and Y Kubota, et al., IEEE Industry Applications Magazine, Jan/Feb. 1998
- [26] *Conceptual Study of a Shunt Power Quality Compensator*, Z. Wolanski, B Mwinyiwiwa B. T. Ooi and A. Sundaram, IEEE Trans. Power. Delivery, vol. 12, no. 2, pp. 1059-1065, April. 1996
- [27] *Development and Testing of Prototype Models for High-Performance 300MW Self-Commutated AC/DC Converter*, H. Suzuki et al., 1996 IEEE/PES Summer Meeting, Denver, Colorado
- [28] *Development of a 100MVar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems*, C. Schauder et al., 1994 IEEE/PES Summer Meeting, San Francisco, CA
- [29] *Advanced Static VAr Compensator Using Multimodules of Multilevel Converters with Equalization Control of DC Voltage Levels*, Y. Chen and B.T. Ooi., 1.JAN. 1996 IEEE/PESC Annual Power Electronic Specialist Conference

ANNEXE A

Le programme de commande du compensateur

```

/*****
****
File: int_check.c
****
*****/

#include "d:\mx31\stddef.h"
#include "d:\mx31\stdlib.h"
#include "d:\mx31\limits.h"
#include "d:\mx31\math.h"
#include "d:\mx31\util\inc\c30io.h"

/* Functions for IMI MX31 */

#include "d:\mx31\util\inc\mx31_dev.h"
#include "d:\mx31\util\inc\control.h"
#include "d:\mx31\util\inc\parallel.h"
#include "d:\mx31\util\inc\tim_util.h"
#include "d:\mx31\util\inc\gen_util.h"
#include "d:\mx31\util\inc\dev_util.h"
#include "d:\mx31\motion\mc.h"
#include "d:\mx31\analog.h"
#include "d:\mx31\include\timers.h"

#define PORT_A 0x40030
#define PORT_B 0x40031
#define PORT_CW 0x40033

#define DEL_0 2974*2
#define DEL_1 6710*2
#define DEL_2 22250*2
#define DEL_3 6710*2
#define DEL_4 5947*2
#define DEL_5 6710*2
#define DEL_6 22250*2
#define DEL_7 6710*2

int i=0;

void zero_crossing(void);
void timer0(void);

main()
{

```

```

MX31_Init();
outp(PORT_CW,0x88);      /* send control word */
outp(PORT_A,0x00);      /* all output bits are made low */
outp(PORT_B,0x00);
Timer_Mode(0, PULSE, INTERNAL);
set_int_vect(8,timer0);
set_int_vect(3, zero_crossing);
Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE|INT3_CPU_ENABLE);
Set_Pend_Mask(0);

/* Enable global interrupts */

enable();
while(1)
{
    /* wait for the interrupts */
}

}
/*=====*/

/* Interrupt service routines */

void zero_crossing(void)
{
    Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE|INT3_CPU_ENABLE);
    /*Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE);*/
    outp(PORT_A,0x3c);
    Timer_Period(0,DEL_0);
    Timer_Start(0);
    i=0;
    enable();
    return;
}

void timer0(void)
{
    switch(i)
    {
    case 0: outp(PORT_A,0x1c);
           outp(PORT_A,0x1e);
           Timer_Period(0,DEL_1);
           Timer_Start(0);
           i++;

```

```

/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE);*/
      break;
    case 1: outp(PORT_A,0x0e);
            outp(PORT_A,0x0f);
            Timer_Period(0,DEL_2);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE); */
            i++;
            break;
    case 2: outp(PORT_A,0x0e);
            outp(PORT_A,0x1e);
            Timer_Period(0,DEL_3);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE); */
            i++;
            break;
    case 3: outp(PORT_A,0x1c);
            outp(PORT_A,0x3c);
            Timer_Period(0,DEL_4);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE); */
            i++;
            break;
    case 4: outp(PORT_A,0x38);
            outp(PORT_A,0x78);
            Timer_Period(0,DEL_5);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE);*/
            i++;
            break;
    case 5: outp(PORT_A,0x70);
            outp(PORT_A,0xf0);
            Timer_Period(0,DEL_6);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE);*/
            i++;
            break;
    case 6: outp(PORT_A,0x70);
            outp(PORT_A,0x78);
            Timer_Period(0,DEL_7);
            Timer_Start(0);
/*      Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE);*/
            i++;
            break;

```

```

        case 7: outp(PORT_A,0x38);
                outp(PORT_A,0x3c);
                Timer_Period(0,50000);
                Timer_Start(0);
/*                Set_Int_Mask(INT3_CPU_ENABLE);*/
                i=0;
                break;
        }
        Set_Int_Mask(TINT0_CPU_ENABLE|INT3_CPU_ENABLE);
        /*outp(0x40030,0xff);
        Timer_Stop(0);*/
        enable();
        return;
}

```


ANNEXE B

Les lectures d'instrument

R-L charge après la compensation (Courant et tension de source)

Single Phase Readings - 11/26/99 12:59:11

			Voltage	Current
Frequency	60.04	RMS	29.62	0.94
Power		Peak	43.26	1.43
Watts	26.00	DC Offset	-0.04	-0.04
VA	27.00	Crest	1.46	1.52
Vars	3.00	THD Rms	3.37	30.46
Peak W	51.00	THD Fund	3.37	31.99
Phase	6° lag	HRMS	1.00	0.29
Total PF	0.95	KFactor		2.52
DPF	0.99			

Single Phase Readings - 11/26/99 12:59:11

Single Phase Readings - 11/26/99 12:59:11

Harmonics	Freq.	1 Phase			V Ø°	I Mag	1 Phase %I RMS
		V Mag	%V	RMS			
DC	0.00	0.04	0.13	0	0.04	4.51	0
1	60.04	29.60	99.94	0	0.90	95.33	-6
2	120.08	0.01	0.03	123	0.03	3.32	158
3	180.12	0.17	0.58	-86	0.28	29.32	47
4	240.16	0.02	0.05	129	0.01	0.93	51
5	300.20	0.45	1.53	116	0.02	2.06	39
6	360.24	0.02	0.08	-142	0.00	0.53	-37
7	420.29	0.68	2.29	-153	0.04	4.78	75
8	480.33	0.04	0.13	46	0.01	0.80	11
9	540.37	0.05	0.16	48	0.01	1.00	38
10	600.41	0.02	0.05	-163	0.00	0.33	-15
11	660.45	0.24	0.82	102	0.03	2.85	178
12	720.49	0.02	0.05	-106	0.00	0.27	-80
13	780.53	0.41	1.40	93	0.03	3.25	141
14	840.57	0.05	0.18	18	0.00	0.27	37
15	900.61	0.04	0.13	27	0.02	1.92	131
16	960.65	0.02	0.05	79	0.01	0.60	133
17	1020.69	0.09	0.32	60	0.01	1.13	130
18	1080.73	0.02	0.08	-145	0.00	0.20	-125
19	1140.78	0.11	0.37	-4	0.01	0.86	111
20	1200.82	0.04	0.13	51	0.00	0.27	52
21	1260.86	0.02	0.05	15	0.01	1.33	73
22	1320.90	0.02	0.08	114	0.00	0.40	106
23	1380.94	0.06	0.21	177	0.00	0.20	141
24	1440.98	0.02	0.05	-100	0.00	0.20	-65
25	1501.02	0.15	0.50	-180	0.01	0.86	-144
26	1561.06	0.01	0.03	115	0.00	0.07	49
27	1621.10	0.04	0.13	136	0.01	0.80	-168
28	1681.14	0.03	0.11	54	0.00	0.20	60
29	1741.18	0.04	0.13	89	0.01	0.73	-153
30	1801.22	0.04	0.13	83	0.00	0.13	105
31	1861.27	0.09	0.29	65	0.01	0.60	-174

R-L charge avant la compensation (Courant et tension de source)

Single Phase Readings - 11/26/99 13:00:24

Frequency	59.98	RMS	Voltage 29.53	Current 1.35
Power		Peak	43.11	1.95
Watts	23.00	DC Offset	0.00	-0.04
VA	39.00	Crest	1.46	1.45
Vars	31.00	THD Rms	3.22	3.91
Peak W	63.00	THD Fund	3.22	3.91
Phase	53° lag	HRMS	0.95	0.05
Total PF	0.60	KFactor		1.11
DPF	0.61			

Single Phase Readings - 11/26/99 13:00:24

Single Phase Readings - 11/26/99 13:00:24

Harmonics	Freq.	1 Phase			V Ø°	1 Phase		
		V Mag	%V	RMS		I Mag	%I	RMS
DC	0.00	0.00	0.00	0	0.04	2.69	0	0.00
1	59.98	29.52	99.94	0	1.34	99.89	-53	24.00
2	119.95	0.02	0.08	89	0.00	0.14	-65	0.00
3	179.93	0.11	0.37	-126	0.04	3.07	-12	-0.16
4	239.90	0.02	0.05	143	0.00	0.14	-103	0.00
5	299.88	0.48	1.61	120	0.01	0.70	-165	0.00
6	359.86	0.02	0.05	136	0.00	0.19	99	0.00
7	419.83	0.65	2.20	-155	0.02	1.35	70	-0.16
8	479.81	0.02	0.05	154	0.00	0.19	41	0.00
9	539.78	0.02	0.08	-18	0.01	0.93	-46	0.00
10	599.76	0.02	0.05	-141	0.00	0.23	-81	0.00
11	659.74	0.22	0.74	108	0.01	0.70	-174	0.00
12	719.71	0.01	0.03	0	0.00	0.19	-135	0.00
13	779.69	0.38	1.27	89	0.01	0.93	48	0.00
14	839.66	0.02	0.05	153	0.00	0.14	83	0.00
15	899.64	0.05	0.19	-68	0.01	0.70	-46	0.00
16	959.62	0.01	0.03	81	0.00	0.05	58	0.00
17	1019.59	0.12	0.40	53	0.00	0.28	-166	-0.16
18	1079.57	0.02	0.08	-137	0.00	0.19	-119	0.00
19	1139.54	0.11	0.37	-6	0.00	0.19	109	0.00
20	1199.52	0.01	0.03	124	0.00	0.00	134	0.00
21	1259.50	0.02	0.08	-82	0.00	0.37	-14	0.00
22	1319.47	0.02	0.05	129	0.00	0.23	103	0.00
23	1379.45	0.06	0.21	167	0.00	0.14	-125	0.00
24	1439.42	0.02	0.05	174	0.00	0.14	-94	0.00
25	1499.40	0.10	0.34	-169	0.00	0.33	180	0.00
26	1559.38	0.02	0.05	151	0.00	0.23	177	0.00
27	1619.35	0.02	0.05	-41	0.00	0.23	56	0.00
28	1679.33	0.02	0.05	112	0.00	0.28	131	0.00
29	1739.30	0.04	0.13	-20	0.00	0.33	-62	0.00
30	1799.28	0.02	0.08	93	0.00	0.09	31	0.00
31	1859.25	0.05	0.19	55	0.00	0.28	167	0.00

L charge après la compensation (Courant et tension de source)

Single Phase Readings - 11/26/99 12:03:20

			Voltage	Current	
Frequency	59.98	RMS	20.00	0.42	
Power		Peak	29.29	0.62	
Watts	7.00	DC Offset	0.02	-0.04	
VA	8.00	Crest	1.46	1.48	
Vars	0.00	THD Rms	3.04	45.81	
Peak W	14.00	THD Fund	3.04	51.53	
Phase 1° lead	HRMS	0.61	0.19		
Total PF	0.88	KFactor		5.30	
DPF	1.00				

Single Phase Readings - 11/26/99 12:03:20

Harmonics	Freq.	1 Phase			V Ø°	1 Phase		
		V Mag	%V	RMS		I Mag	%I	RMS
DC	0.00	0.02	0.08	0	0.04	9.20	0	0.00
1	59.98	20.00	99.98	0	0.37	88.66	1	7.20
2	119.95	0.02	0.08	139	0.01	3.02	9	0.00
3	179.93	0.11	0.55	-103	0.18	42.37	32	-0.16
4	239.90	0.01	0.04	134	0.01	1.66	117	0.00
5	299.88	0.23	1.17	122	0.05	11.01	71	0.00
6	359.86	0.00	0.00	0	0.01	1.51	122	0.00
7	419.83	0.44	2.19	-148	0.02	4.52	34	-0.16
8	479.81	0.02	0.08	134	0.00	1.06	105	0.00
9	539.78	0.02	0.12	70	0.02	3.92	108	0.00
10	599.76	0.02	0.08	72	0.00	0.30	-146	0.00
11	659.74	0.11	0.55	88	0.02	4.52	123	0.00
12	719.71	0.02	0.08	108	0.00	0.45	160	0.00
13	779.69	0.24	1.21	105	0.03	8.14	98	0.00
14	839.66	0.02	0.08	-117	0.00	0.75	-168	0.00
15	899.64	0.03	0.16	-121	0.02	3.77	92	-0.16
16	959.62	0.02	0.08	174	0.00	0.60	-165	0.00
17	1019.59	0.09	0.47	76	0.01	2.26	76	0.00
18	1079.57	0.01	0.04	-54	0.00	0.45	-110	0.00
19	1139.54	0.12	0.59	11	0.00	0.90	86	0.00
20	1199.52	0.02	0.08	-79	0.00	0.15	-112	0.00
21	1259.50	0.00	0.00	-49	0.00	0.15	117	0.00
22	1319.47	0.02	0.12	65	0.00	0.15	-71	0.00
23	1379.45	0.08	0.39	18	0.00	0.75	-174	0.00
24	1439.42	0.02	0.08	-171	0.00	0.30	-101	0.00
25	1499.40	0.06	0.31	124	0.01	1.66	143	0.00
26	1559.38	0.02	0.08	-124	0.00	0.15	110	0.00
27	1619.35	0.02	0.08	-96	0.00	1.21	124	0.00
28	1679.33	0.02	0.12	86	0.00	0.45	150	0.00
29	1739.30	0.09	0.43	52	0.00	0.60	98	0.00
30	1799.28	0.02	0.08	160	0.00	0.15	-56	0.00
31	1859.25	0.02	0.12	47	0.00	0.45	-102	0.00

L charge avant la compensation (Courant et tension de source)

Single Phase Readings - 11/26/99 11:41:39

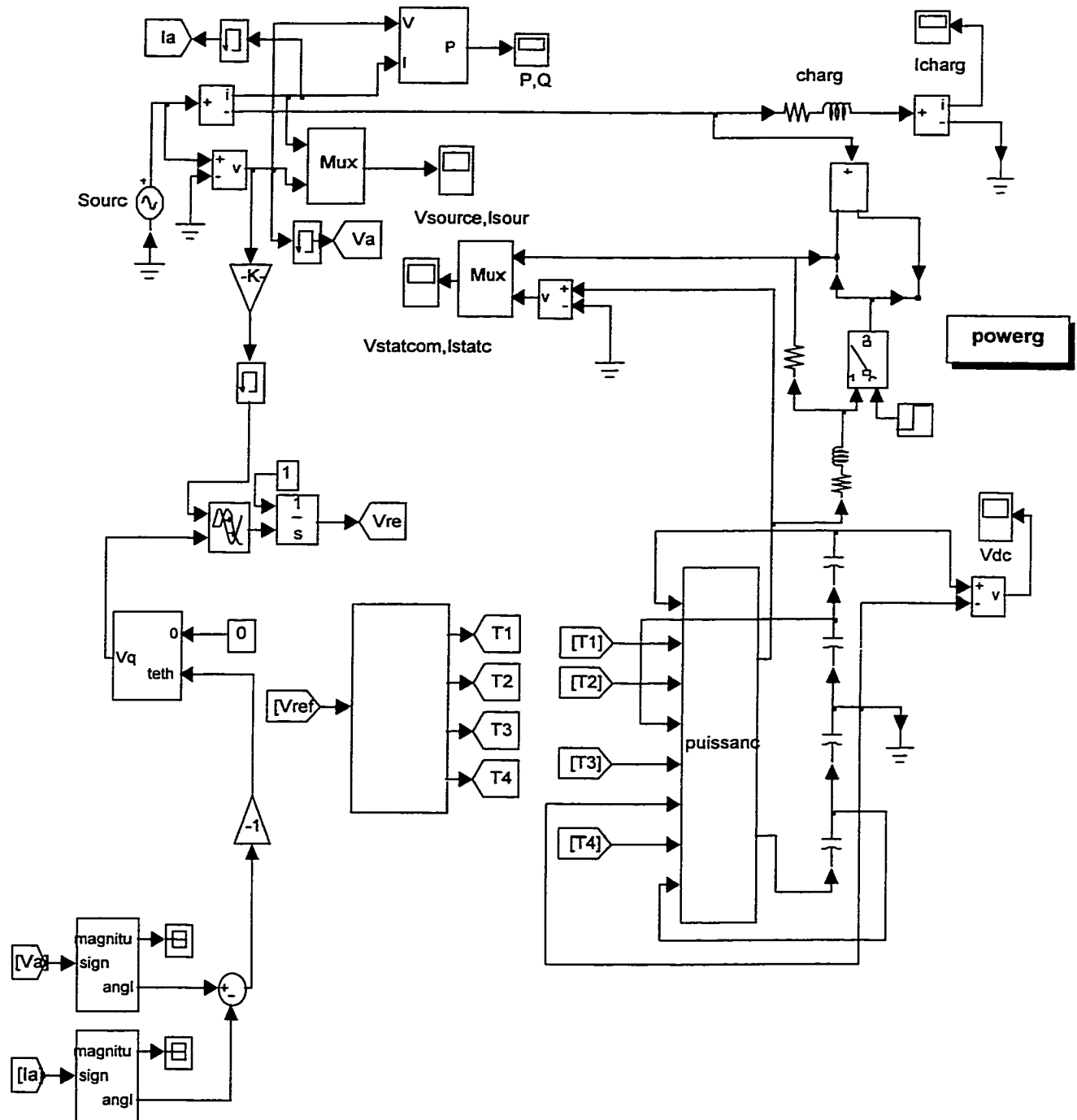
Frequency	60.04	RMS	Voltage	Current
Power		Peak	19.72	1.02
Watts	3.00	DC Offset	28.59	1.50
VA	20.00	Crest	-0.03	-0.04
Vars	19.00	THD Rms	1.45	1.46
Peak W	25.00	THD Fund	2.97	4.79
Phase	79° lag	HRMS	2.97	4.80
Total PF	0.19	KFactor	0.59	0.05
DPF	0.20			1.15

Single Phase Readings - 11/26/99 11:41:39

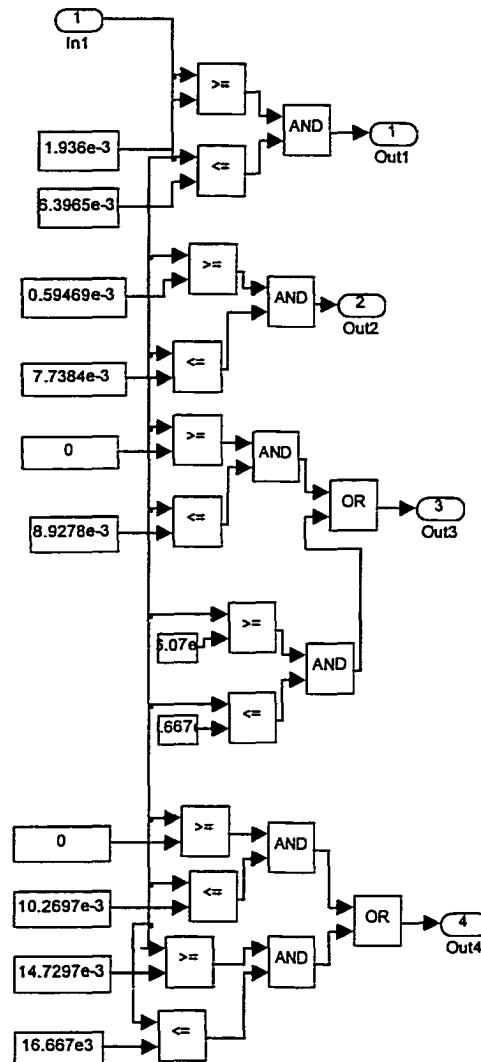
Harmonics	Freq.	1 Phase			V Ø°	1 Phase		
		V Mag	%V	RMS		I Mag	%I	RMS
DC	0.00	0.03	0.16	0	0.04	4.04	0	0.00
1	60.04	19.71	99.94	0	1.02	99.90	-79	3.84
2	120.08	0.02	0.08	-79	0.00	0.18	-26	0.00
3	180.12	0.05	0.24	56	0.04	3.67	-102	-0.16
4	240.16	0.02	0.08	-141	0.00	0.18	138	0.00
5	300.20	0.22	1.11	100	0.02	1.84	44	0.00
6	360.24	0.01	0.04	-76	0.00	0.12	-82	0.00
7	420.29	0.35	1.78	-166	0.01	0.92	-120	0.00
8	480.33	0.02	0.12	155	0.00	0.24	153	0.00
9	540.37	0.03	0.16	33	0.01	1.35	54	0.00
10	600.41	0.02	0.12	148	0.00	0.06	176	0.00
11	660.45	0.16	0.83	42	0.01	0.86	-100	-0.16
12	720.49	0.02	0.12	-136	0.00	0.24	-134	0.00
13	780.53	0.30	1.54	83	0.01	0.67	90	0.00
14	840.57	0.00	0.00	-96	0.00	0.00	0	0.00
15	900.61	0.01	0.04	81	0.01	0.61	-75	0.00
16	960.65	0.01	0.04	-150	0.00	0.18	-52	0.00
17	1020.69	0.09	0.48	30	0.00	0.37	156	0.00
18	1080.73	0.01	0.04	-40	0.00	0.24	180	0.00
19	1140.78	0.10	0.51	18	0.01	0.61	-10	0.00
20	1200.82	0.04	0.20	154	0.00	0.18	105	0.00
21	1260.86	0.04	0.20	48	0.00	0.31	84	0.00
22	1320.90	0.02	0.08	98	0.00	0.06	-170	0.00
23	1380.94	0.06	0.32	101	0.00	0.31	19	0.00
24	1440.98	0.02	0.08	-166	0.00	0.37	103	0.00
25	1501.02	0.10	0.51	172	0.00	0.37	-139	0.00
26	1561.06	0.03	0.16	-174	0.00	0.18	-129	0.00
27	1621.10	0.03	0.16	103	0.00	0.43	94	0.00
28	1681.14	0.02	0.12	93	0.00	0.31	46	0.00
29	1741.18	0.05	0.28	98	0.00	0.37	-16	0.00
30	1801.22	0.02	0.08	121	0.00	0.24	37	0.00
31	1861.27	0.03	0.16	122	0.00	0.18	128	0.00

ANNEXE C

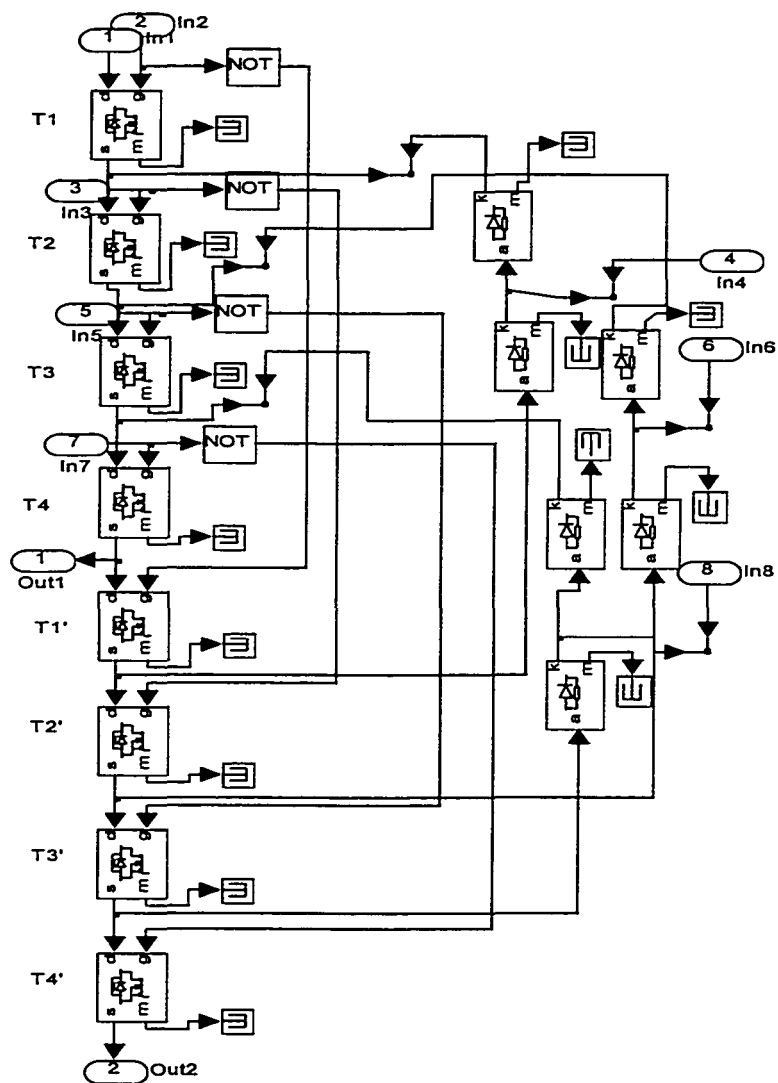
Les fichier des simulations fait avec Power System Blockset



Fichiers de simulation de compensateur en boucle fermée



Circuit de génération d'impulsion d'amorçage de transistors



Circuit de puissance d'une phase de convertisseur